

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE
Faculté de génie

DÉVELOPPEMENT D'INDUCTANCES À CŒURS MAGNÉTIQUES POUR UNE INTÉGRATION D'UN CONVERTISSEUR DC-DC SUR UN INTERPOSEUR EN VERRE

Thèse de doctorat
Spécialité : Génie électrique

Vincent Lafage

Jury : Dominique Drouin

David Danovitch

Serge Charlebois

Arvind Sridhar

Sherbrooke (Québec) Canada

Résumé

L'intégration 3D est une technique de packaging qui consiste à empiler différentes puces les uns sur les autres, permettant de réduire la longueur des interconnexions ainsi que la surface utilisée. Ce type d'intégration est une voie possible dans le monde de la microélectronique pour aller au-delà de la loi de Moore. L'empilement de dies différents implique des différences de tension entre les niveaux. Ces puces 3D pourraient donc bénéficier d'un circuit de gestion d'alimentation comme des convertisseurs à proximité. Cependant, ces convertisseurs sont en général placés au niveau de la carte et non avec la puce à cause notamment de la taille des inductances.

Cette thèse se concentre sur l'intégration d'inductance magnétique pour des convertisseurs DC-DC sur un substrat en verre. L'utilisation de matériaux magnétiques permettrait d'amplifier la valeur d'inductance. Par conséquent, il serait possible de réduire la taille des inductances. Le verre a été choisi pour exploiter ses propriétés diélectriques.

Ce document montre tout d'abord le développement du procédé de fabrication d'inductances magnétiques. Différents procédés d'électrodépositions ont été développés, ce qui a permis ensuite de fabriquer de nombreuses inductances avec et sans cœur magnétique, sur des substrats différents. Ces inductances ont par la suite été caractérisées et modélisées. Finalement, un prototype de convertisseur DC-DC a été développé.

Les résultats démontrent le potentiel d'utiliser un matériau magnétique pour amplifier la valeur d'inductance. De plus, utiliser un substrat comme le verre permet d'améliorer la performance des passifs comme les inductances. Enfin, le procédé de fabrication développé dans cette thèse peut être transféré à des échelles plus grandes.

Mots-clés : Convertisseur DC-DC, Inductance magnétique, Électrodéposition, Interposeur en verre, Intégration 3D

TABLE DES MATIÈRES

1. CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Mise en contexte.....	1
1.2 Problématique.....	2
1.3 Question de recherche	3
1.4 Hypothèse	3
1.5 Objectifs	3
1.6 Plan du document	4
2. CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART.....	7
2.1 Convertisseurs DC-DC.....	7
2.1.1 Convertisseur DC-DC de type <i>buck</i>	7
2.1.2 Intégration de convertisseur DC-DC de type <i>buck</i>	9
2.2 Inductance.....	10
2.2.1 Inductance sans cœurs magnétiques	11
2.2.2 Inductance magnétique.....	12
2.2.3 Matériaux magnétiques.....	14
2.3 Interposeur en verre.....	18
2.4 Conclusion.....	24
3. CHAPITRE 3 CONCEPTION DES INDUCTANCES	27
3.1 Structure de l'inductance	27
3.1.1 Objectif.....	27
3.1.2 Géométrie des inductances.	27
3.2 Modélisation des inductances.....	30
3.2.1 Formules théoriques.....	30
3.2.2 Modélisation COMSOL Multiphysics.....	32
3.3 Conclusion.....	36
4. CHAPITRE 4 DÉVELOPPEMENT ET FABRICATION DES INDUCTANCES À CŒURS MAGNÉTIQUES	39
4.1 Étapes de fabrication des inductances à cœurs magnétiques.....	39
4.2 Développement du dépôt de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	41
4.2.1 Électrodéposition de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	42

4.2.2 Caractérisation électrique et magnétique du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	44
4.3 Développement du dépôt de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	47
4.3.1 Électrodéposition de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	47
4.3.2 Caractérisation électrique et magnétique du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	48
4.4 Développement du placage de Cu	50
4.5 Développement de la SU8	52
4.5.1 SU8-2005	52
4.5.2 SU8-2015	53
4.6 Fabrications d'inductances à cœurs magnétiques.....	56
4.7 Conclusion.....	59
5. CHAPITRE 5 CARACTÉRISATIONS DES INDUCTANCES	62
5.1 Caractérisation électrique des inductances	62
5.1.1 Mesures DC des inductances	62
5.2 Mesures RF des inductances	63
5.2.1 Comparaison entre les inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et les inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	72
5.3 Impact du substrat sur les performances de l'inductance.....	76
5.3.1 Comparaison des inductances sans cœur magnétique fabriquées sur verre et Si	76
5.3.2 Comparaison des inductances avec cœurs magnétiques fabriquées sur verre et Si	78
5.4 Modèle analytique	81
5.5 Conclusion.....	87
6. CHAPITRE 6 DÉVELOPPEMENT ET FABRICATION D'UN CONVERTISSEUR DC-DC SUR UN INTERPOSEUR EN VERRE....	91
6.1 Convertisseur DC-DC	91
6.1.1 Spécifications visées	91
6.1.2 Connectivités du circuit	91
6.1.3 Fabrication de l'interposeur en verre.....	93
6.1.4 Ouvertures vers le plan de masse.....	94
6.1.5 Fabrication des inductances	95
6.1.6 Interconnexions.....	96
6.1.7 Pads en Au	96
6.2 Assemblage.....	97
6.2.1 Fabrication des <i>studs</i> en Au.....	97

6.2.2 Assemblage du PMIC par thermocompression	98
6.2.3 Assemblage des capacités.....	99
6.3 Conclusion.....	100
7. CHAPITRE 7 CONCLUSION	102
7.1 Conclusions générales	102
7.2 Perspectives	104
8. ANNEXE A	106
9. ANNEXE B	111
10. ANNEXE C	114
11. ANNEXE D	119
12. ANNEXE E	165

LISTE DES FIGURES

Figure 2-1 Schéma d'un convertisseur DC_DC de type <i>buck</i>	7
Figure 2-2 Chronogramme du convertisseur DC-DC de type <i>buck</i>	8
Figure 2-3 Convertisseur DC-DC sur interposeur de silicium	10
Figure 2-4 Inductance spirale rectangulaire [9].....	11
Figure 2-5 Inductance spirale à plusieurs niveaux [11][12].....	12
Figure 2-6 Perméabilité relative du $Ni_{45}Fe_{55}$ en fonction de l'épaisseur [21].....	15
Figure 2-7 Matériaux possibles pour les interposeurs [43]	19
Figure 2-8 Valeurs d'inductances des inductances fabriqués sur silicium et verre en fonction de la fréquence [44].....	20
Figure 2-9 Système WiFi de TSMC [43]	20
Figure 2-10 Diagramme en œil du signal pour un système WiFi dans un interposeur en silicium et en verre [43].....	21
Figure 2-11 Pertes à l'insertion en fonction de la fréquence de microrubans et de lignes coplanaires fabriqués sur du silicium et du verre[45]	21
Figure 2-12 Pics d'impédance et pertes d'insertion de différents substrats en fonction de la fréquence [46]	22
Figure 2-13 Diagramme en œil et couplage de bruit à une fréquence de résonance [46]	23
Figure 2-14 Capacités de découplages et TGVs à la masse et leur influence sur le signal [46].....	23
Figure 3-1 Paramètres géométriques d'une inductance <i>racetrack</i>	28
Figure 3-2 Perméabilité relative en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs de la couche magnétique	29
Figure 3-3 Modèle COMSOL d'une inductance à cœur magnétique	32
Figure 3-4 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $Co_{80}P_{20}$ modélisée sur COMSOL: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	35
Figure 4-1 Étapes de fabrications d'une inductance magnétique de type <i>racetrack</i>	39
Figure 4-2 Étapes de fabrications des pads coplanaires	41
Figure 4-3 Dépôt de $Ni_{45}Fe_{55}$: a) avant <i>ion milling</i> et b) son épaisseur (profilomètre Dektat); c) après 10 minutes d' <i>ion milling</i> et d) son épaisseur (profilomètre Dektat)	43
Figure 4-4 Courbes d'hystérésis M-H du $Ni_{45}Fe_{55}$	44
Figure 4-5 Courbes d'hystérésis B-H du $Ni_{45}Fe_{55}$: a) courbes en utilisant la formule 3.1, b) courbes en négligeant H	45
Figure 4-6 Dépôt de $Co_{80}P_{20}$: a) avant gravure humide et b) son épaisseur (profilomètre Dektak); c) après gravure humide et d) son épaisseur (profilomètre Dektak)	48
Figure 4-7 Courbes d'hystérésis M-H du $Co_{80}P_{20}$	49
Figure 4-8 Courbes d'hystérésis B-H du $Co_{80}P_{20}$: a) courbes en utilisant la formule 3.1, b) courbes en négligeant H	49
Figure 4-9 Dépôt de Cu (TechniSol) : a) image optique b) mesure au profilomètre	51
Figure 4-10 Dépôt de Cu (Alchimer) : a) image optique b) mesure au profilomètre	52
Figure 4-11 Motifs de SU8 sur Si (gauche) et NiFe (droite).....	53
Figure 4-12 Images SEM des flancs de la SU8-2015 après un dépôt de NiFe.....	54
Figure 4-13 SU8-2015 après développement : a) exposition avec filtre b) exposition sans filtre	55
Figure 4-14 SU8-2015 après dépôt de NiFe : a) SU8-2015 exposé avec filtre, b) SU8-2015 exposé sans filtre.....	56
Figure 4-15 Photo des inductances magnétiques fabriquées sur du verre.....	57

Figure 4-16 Images optiques des inductances 2T de différentes longueurs sans pads coplanaires : $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (a) et $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (b)	57
Figure 4-17 Images optiques des inductances de tours différents sans pads coplanaires : $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (a) et $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (b)	58
Figure 4-18 Images optiques d'une inductance $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	58
Figure 4-19 Image SEM d'une inductance $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ avec pads coplanaires	58
Figure 5-1 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœurs magnétiques: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	64
Figure 5-2 Comparaisons des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœur magnétique: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	66
Figure 5-3 Comparaison de la performance des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ aux inductances de la littérature	Erreur ! Signet non défini.
Figure 5-4 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	73
Figure 5-5 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	74
Figure 5-6 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm sans cœur magnétique fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	77
Figure 5-7 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	79
Figure 5-8 Circuit électrique équivalent d'une inductance	81
Figure 5-9 Circuit électrique équivalent d'une inductance avec cœurs magnétiques avec présence du substrat	82
Figure 5-10 Circuit équivalent en π	83
Figure 5-11 Courbes de real-1Y12f-RDC en fonction de LDC-imag-1Y12f (a) et real-1Y12f-RDC en fonction de $11 + T2\pi f^2$ (b).....	84
Figure 5-12 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ obtenus par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	86
Figure 6-1 Configuration des pins du PMIC	92
Figure 6-2 Connectivités PMIC.....	93
Figure 6-3 Connectivités de l'interposeur	93
Figure 6-4 Photomasques pour l'interposeur	94
Figure 6-5 Ouvertures vers le plan de masse.....	95
Figure 6-6-6 Inductances intégralement fabriquées.....	95
Figure 6-7 Interconnexions en Cu (partie haute).....	96
Figure 6-8 Pads PMIC en Au	97
Figure 6-9 <i>Studs</i> en Au sur une puce PMIC	98
Figure 6-10 PMIC assemblée sur l'interposeur	99
Figure 6-11 Convertisseur DC-DC intégralement fabriquée et assemblée	100
Figure A-1 Analyse XPS d'un dépôt de NiFe	107
Figure A-2 Analyse EDX d'un échantillon de NiFe.....	107
Figure A-3 Gravure humide de la couche d'accroche Cu : a) avant, b) après.....	108
Figure A-4 Dépôt de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$: a) avant <i>ion milling</i> et b) son épaisseur (profilomètre Dektat); c) après 10 minutes d' <i>ion milling</i> et d) son épaisseur (profilomètre Dektat)	109
Figure A-5 Vue arrière d'une inductance $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	110
Figure B-1 Spectre EDX d'un dépôt de CoP.....	112

Figure B-2 Dépôt de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$: a) 5 min de dépôt b) son épaisseur (profilomètre Dektat); c) 1 min de dépôt et d) son épaisseur (profilomètre Dektat).....	113
Figure B-3 Dépôt de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$: a) avant gravure humide et b) son épaisseur (profilomètre Dektat); c) après gravure humide et d) son épaisseur (profilomètre Dektat).....	113
Caractérisations RF des inductances.....	119
Figure D-1 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	120
Figure D-2 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence entre 100 MHz et 1 GHz des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes) : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q ...	121
Figure D-3 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différent) : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	122
Figure D-4 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence entre 100 MHz et 1 GHz des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différents) : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	124
Figure D-5 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	125
Figure D-6 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	126
Figure D-7 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques obtenus par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	128
Figure D-8 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques obtenus par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	129
Figure D-9 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques obtenus par mesure et par circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	131
Figure D-10 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques obtenus par mesure et par circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	132
Figure D-11 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	133
Figure D-12 Caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	135
Figure D-13 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (nombre de tours différents): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	136
Figure D-14 Caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (nombre de tours différents): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	137
Figure D-15 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	139
Figure D-16 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	140
Figure D-17 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ obtenues par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	141
Figure D-18 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ obtenues par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	142

Figure D-19 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ obtenues par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	144
Figure D-20 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ obtenus par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	145
Figure D-21 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	147
Figure D-22 Caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	148
Figure D-23 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (nombre de tour différent): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	149
Figure D-24 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (nombre de tour différent): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	150
Figure D-25 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	152
Figure D-26 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	153
Figure D-27 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (nombre de tours différents): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	154
Figure D-28 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (nombre de tours différents): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	156
Figure D-29 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	157
Figure D-30 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	158
Figure D-31 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ obtenues par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	159
Figure D-32 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ obtenues par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	160
Figure D-33 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ obtenues par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	162
Figure D-34 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ obtenues par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q	163

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2-1 Matériaux magnétiques pour des inductances magnétiques	16
Tableau 2-2 Propriétés électriques de différents matériaux de substrats	19
Tableau 3-1 Paramètres géométriques des inductances à 2T de différentes longueurs	30
Tableau 3-2 Paramètres géométriques des inductances à longueur fixe avec différent nombre de tours ...	30
Tableau 3-3 Comparaison des caractéristiques électriques entre des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ à 100 MHz obtenues par COMSOL	36
Tableau 4-1 Composition du bain d'électrodéposition de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	42
Tableau 4-2 Stœchiométrie du dépôt par rapport à différentes densités de courant	42
Tableau 4-3 Taux de gravure du Cu et du Nife en fonction du réactif	44
Tableau 4-4 Comparaison des propriétés du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ entre les valeurs expérimentales et la littérature [21].....	46
Tableau 4-5 Composition du bain d'électrodéposition de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	47
Tableau 4-6 Stœchiométrie du dépôt	47
Tableau 4-7 Comparaison des propriétés du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ entre les valeurs expérimentales et la littérature.....	50
Tableau 4-8 Composition du bain d'électrodéposition de TechniSol.....	50
Tableau 4-9 Composition du bain d'électrodéposition d'Alchimer.....	51
Tableau 5-1 Résistance DC des inductances	62
Tableau 5-2 Fréquences de résonance et valeur maximale du facteur de qualité d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœurs magnétiques	65
Tableau 5-3 Caractéristiques électriques d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœur magnétique à 100 MHz	67
Tableau 5-4 Fréquences de résonance et valeur maximale du facteur de qualité des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœur magnétique	68
Tableau 5-5 Caractéristiques électriques des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœur magnétique à 100 MHz..	69
Tableau 5-6 Fréquences de résonance et valeur maximale du facteur de qualité d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{20}\text{P}_{80}$ et sans cœur magnétique	70
Tableau 5-7 Caractéristiques électriques d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et sans cœurs magnétiques à 100 MHz	70
Tableau 5-8 Fréquences de résonance et facteur de qualité maximal des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et sans cœur magnétique	71
Tableau 5-9 Caractéristiques électriques des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et sans cœur magnétique à 100 MHz...	71
Tableau 5-10 Fréquence de résonance et facteur de qualité maximal des inductances 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	73
Tableau 5-11 Caractéristiques électriques des inductances 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ à 100 MHz	75
Tableau 5-12 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$...	75
Tableau 5-13 Comparaison des caractéristiques électriques entre des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ à 100 MHz	75
Tableau 5-14 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances 2T 250 μm sans cœur magnétique fabriquée sur verre et Si	78
Tableau 5-15 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques sur verre et Si	78
Tableau 5-16 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ fabriquées sur verre et Si	80
Tableau 5-17 Valeurs des paramètres	85

Tableau 5-18 Fréquences de résonance et facteur de qualité maximal des inductances 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ mesurés et obtenus par le modèle circuit équivalent.....	86
Tableau 5-19 Caractéristiques électriques des inductances 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ mesurés et modélisés par circuit équivalent à 100 MHz	86
Tableau 5-20 Fréquences de résonance et facteur de qualité maximale des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ mesurées et modélisées par circuit équivalent.....	87
Tableau 5-21 Caractéristiques électriques des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ mesurées et modélisées par circuit équivalent à 100 MHz.....	87
Tableau 6-6-1 Spécifications du convertisseur DC-DC	91
Tableau A-1 Composition des bains d'électrodéposition de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	106
Tableau A-2 Stœchiométrie du dépôt du 2 ^{ème} bain par rapport à différentes densités de courant	107
Tableau A-3 Stœchiométrie du dépôt du 3 ^{ème} bain par rapport à différentes densités de courant	108
Tableau B-1 Composition du bain d'électrodéposition de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	111
Tableau B-2 Stœchiométrie du dépôt à différentes densités de courant	112
Tableau C-1 Étapes de fabrication des inductances magnétiques	114
Caractérisations RF des inductances.....	119
Tableau D-1 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes):	120
Tableau D-2 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes) à 100 MHz	121
Tableau D-3 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes) à 100 MHz.....	121
Tableau D-4 Fréquence de résonance des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différent)	123
Tableau D-5 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différents) à 100 MHz.....	124
Tableau D-6 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différents) à 100 MHz.....	124
Tableau D-7 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques sur verre et Si.....	126
Tableau D-8 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques sur verre et Si à 100 MHz	127
Tableau D-9 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques mesurés et modélisés par COMSOL.....	129
Tableau D-10 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques sur mesurées et modélisées sur COMSOL à 100 MHz	130
Tableau D-11 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques mesurés et modélisés par circuit équivalent.....	132
Tableau D-12 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques mesurées et modélisées par circuit équivalent à 100 MHz	132
Tableau D-13 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes)	133
Tableau D-14 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes)	135
Tableau D-15 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes) à 100 MHz.....	135

Tableau D-16 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Ni ₄₅ Fe ₅₅ et sans cœurs magnétiques (nombre de tours différent)	136
Tableau D-17 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances Ni ₄₅ Fe ₅₅ et sans cœurs magnétiques (nombre de tours différents)	138
Tableau D-18 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances Ni ₄₅ Fe ₅₅ (2T de longueurs différentes) à 100 MHz	138
Tableau D-19 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Ni ₄₅ Fe ₅₅ fabriquées sur verre et Si	140
Tableau D-20 Caractéristiques électriques des inductances Ni ₄₅ Fe ₅₅ fabriquées sur verre et Si	140
Tableau D-21 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Ni ₄₅ Fe ₅₅ mesurés et modélisés par COMSOL	142
Tableau D-22 Caractéristiques électriques des inductances Ni ₄₅ Fe ₅₅ mesurées et modélisées par COMSOL à 100 MHz	143
Tableau D-23 Fréquence de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Ni ₄₅ Fe ₅₅ mesurées et obtenues par modèle circuit équivalent	145
Tableau D-24 Caractéristiques électriques des inductances Ni ₄₅ Fe ₅₅ mesurées et obtenues par modèle circuit équivalent à 100 MHz	145
Tableau D-25 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances 2T 250 μ m Co ₈₀ P ₂₀ et sans cœurs magnétiques	147
Tableau D-26 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances Co ₈₀ P ₂₀ et sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes)	148
Tableau D-27 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances Co ₈₀ P ₂₀ (2T de longueurs différentes) à 100 MHz	148
Tableau D-28 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co ₈₀ P ₂₀ et sans cœurs magnétiques (nombre de tour différent)	149
Tableau D-29 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances Co ₈₀ P ₂₀ et sans cœurs magnétiques (nombre de tour différent)	151
Tableau D-30 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances Co ₈₀ P ₂₀ (nombre de tours différent) à 100 MHz	151
Tableau D-31 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co ₈₀ P ₂₀ et Ni ₄₅ Fe ₅₅ (2T de longueurs différentes)	152
Tableau D-32 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances Co ₈₀ P ₂₀ et Ni ₄₅ Fe ₅₅ (2T de longueurs différentes)	153
Tableau D-33 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co ₈₀ P ₂₀ et Ni ₄₅ Fe ₅₅ (nombre de tours différents)	155
Tableau D-34 Comparaison des caractéristiques électriques entre des inductances Co ₈₀ P ₂₀ et Ni ₄₅ Fe ₅₅ (nombre de tours différents) à 100 MHz	156
Tableau D-35 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co ₈₀ P ₂₀ fabriquées sur verre et Si	158
Tableau D-36 Caractéristiques électriques des inductances Co ₈₀ P ₂₀ fabriquées sur verre et Si à 100 MHz	158
Tableau D-37 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co ₈₀ P ₂₀ mesurées et modélisées par COMSOL	160
Tableau D-38 Caractéristiques électriques des inductances Co ₈₀ P ₂₀ mesurées et modélisées par COMSOL à 100 MHz	161
Tableau D-39 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co ₈₀ P ₂₀ mesurées et modélisées par circuit équivalent	163

Tableau D-40 Caractéristiques électriques des inductances Co ₈₀ P ₂₀ mesurées et modélisées par circuit équivalent à 100 MHz.....	163
Tableau E-1 Étapes de fabrication du convertisseur DC-DC sur un interposeur en verre	165

Chapitre 1 Introduction

1.1 Mise en contexte

Inventé en 1947 par William Schottky, le transistor est devenu le centre du monde en microélectronique et a permis une grande avancée des technologies électroniques. Sa miniaturisation aussi a eu un impact considérable. Les puces électroniques peuvent alors intégrer plus de composants et deviennent alors plus puissantes. Par exemple, les premiers microprocesseurs intégraient quelques milliers de transistors. De nos jours, les microprocesseurs dépassent le milliard de transistors. La réduction de la taille du transistor suit une tendance particulière au cours des années. Une tendance observée par Gordon Moore en 1965 qui remarque que l'intégration de transistors doublait tous les dix-huit mois. Cette observation a donné naissance à la loi de Moore qui depuis a été suivie de près par l'industrie de la microélectronique. Aujourd'hui, la microélectronique est omniprésente. Elle est présente dans nos téléphones mobiles, nos ordinateurs, voire même dans nos voitures. Elle s'est intégrée fortement dans la société de consommation. Les entreprises génèrent des milliards de dollars de bénéfices. La demande de puces et circuits électroniques de plus en plus puissants est donc très élevée. Cependant, la miniaturisation du transistor pose de nouveaux défis. À l'approche du nanomètre, des effets quantiques apparaissent. De plus, la fabrication de transistors à cette échelle devient très coûteuse. Pour l'industrie, fabriquer des transistors à l'échelle nanométrique risque de ne pas être économiquement viable. La fin de la loi de Moore semble proche. L'industrie cherche alors à aller au-delà de la loi de Moore. Des solutions ont été proposées comme le changement de matériaux (matériaux III-V), de nouvelles architectures des transistors voir une nouvelle façon de concevoir les circuits intégrés (intégration 3D).

L'intégration 3D est l'une des approches qui semblent convaincre l'industrie. Initialement, les puces électroniques d'un appareil sont toutes placées sur un PCB. Ces puces ainsi que les divers composants électriques sont connectés entre elles grâce à des interconnexions métalliques. Cependant, les interconnexions créent des pertes parasites (délais de transmission, couplage RC/diaphonie), qui deviennent de plus en plus importants avec la longueur de ces interconnexions. Ces pertes dégradent de façon importante les performances globales du produit malgré la diminution

du temps de commutation des transistors. L'intégration 3D vise à réduire considérablement les effets de ces interconnexions. Elle consiste à empiler verticalement des circuits les uns sur les autres pour former un unique circuit intégré. Les interconnexions se font grâce à des vias verticaux. La longueur des interconnexions est réduite. Par conséquent, les pertes parasites dues à la longueur sont réduites. Des interconnexions plus petites impliquent aussi une baisse de la consommation électrique. La fréquence d'opération serait en théorie plus élevée. De plus, l'intégration 3D peut être hétérogène. Les différents niveaux peuvent avoir des processus de fabrications différentes, des substrats différents voir même des technologies différentes (analogique, numérique, RF,...). Ainsi, sur une surface plus petite, l'intégration 3D permet de réunir plus de fonctionnalités. L'intégration 3D n'est pas sans défaut. En effet, la conception des circuits est alors plus complexe. Il faut prendre en compte les vias verticaux, la gestion de la chaleur, mais aussi la gestion de l'alimentation. L'empilement de circuits intégrés de différentes technologies sous-entend différentes tensions d'alimentation. Des circuits de gestion d'alimentation comme les convertisseurs DC-DC pourraient être bénéfiques pour les 3DICs. Ces circuits permettent de réguler vers le haut ou vers le bas le niveau de tension. L'un des composants clés est l'inductance. Ce composant passif stocke de l'énergie sous forme de champ magnétique lorsqu'un courant passe. Dans les convertisseurs DC-DC, l'inductance est le composant permettant de faire monter ou baisser la tension.

1.2 Problématique

Les convertisseurs DC-DC sont généralement intégrés directement sur le PCB. En effet, les inductances ont tendance à avoir une grande taille, occupant ainsi une trop grande surface. Pour les 3DICs, ceci n'est pas bénéfique. Des interconnexions additionnelles doivent être fabriquées pour pouvoir alimenter les différents niveaux de la puce. Ces interconnexions peuvent être longues, engendrant des effets parasites. L'idée serait de rapprocher le plus possible les circuits de gestion d'alimentation en les intégrant sur un interposeur. Les interconnexions additionnelles et potentiellement longues seront alors supprimées. Par ailleurs, intégrer ces convertisseurs permettrait aussi d'avoir une gestion de la consommation électrique directe et dynamique. La difficulté d'intégrer ces circuits vient principalement de la miniaturisation des passifs. Le projet se penchera à développer un moyen de réduire la taille de ces inductances pour pouvoir plus facilement intégrer ces circuits d'alimentation sur un interposeur. En général, les interposeurs sont en silicium, car ce matériau est communément utilisé dans l'industrie de la microélectronique

comme matériau de substrat. Cependant, le silicium n'est pas le diélectrique parfait et donc peut affecter les performances des passifs comme les inductances. Le verre comme matériau d'interposeur pourrait être une alternative grâce notamment à ses propriétés diélectriques. Ainsi, les inductances développées dans ce projet seront fabriquées sur des substrats en verre pour déterminer la viabilité d'utiliser le verre comme alternatif au silicium.

1.3 Question de recherche

Comment réduire le plus possible la taille des inductances, permettant ainsi de rapprocher les différents circuits de gestions d'alimentation aux 3DICs?

1.4 Hypothèse

L'inductance étant principalement déterminée par la géométrie du dispositif (nombre de tour, longueur, largeur,...), il est difficile de réduire la taille des inductances. La présence d'un matériau magnétique déposé par électrodéposition permet d'augmenter l'inductance [1]. Autrement dit, il serait possible de réduire la taille des inductances en utilisant de fines couches magnétiques fabriquées par électrodéposition. Cependant, les inductances à cœurs magnétiques fabriqués par électrodéposition ont tendances à être limités à une fréquence d'opération allant jusqu'à 50 MHz. Il serait intéressant de voir s'il est possible d'avoir ces inductances opérant à des fréquences au-delà de 100 MHz. De plus, le substrat peut avoir un impact sur les performances des inductances. Il serait donc aussi intéressant d'étudier l'impact du substrat sur des inductances à cœurs magnétiques.

1.5 Objectifs

L'objectif global est de développer des inductances magnétiques pour une application de convertisseur DC-DC intégré sur verre.

Le projet est divisé en trois parties :

- Développement des procédés d'électrodéposition

- Développement de l'électrodéposition du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$, du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et du Cu
- Caractérisation morphologique et électrique des dépôts
- Caractérisation magnétique pour le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$
- Fabrication d'inductances magnétiques
 - Fabrication d'inductances avec cœur de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$, $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et sans cœur magnétique pour comparer la performance des deux matériaux magnétiques
 - Fabrication d'inductances sur verre et silicium pour montrer l'impact du substrat sur la performance des dispositifs
- Développement d'un circuit intégrant des inductances magnétiques ainsi qu'une puce PMIC et des capacités, assemblées sur l'interposer en verre par thermocompression et un reflux standard
 - Transférer le processus de fabrication des inductances sur des gaufres complètes

1.6 Plan du document

Ce manuscrit comporte cinq chapitres dont ce chapitre d'introduction. Le chapitre 2 décrit l'état de l'art de l'intégration des inductances. Une revue des différentes structures d'inductances et de matériaux est montrée. Les différentes techniques de déposition des matériaux magnétiques sont décrites et comparées. Une revue des performances des différents convertisseurs DC-DC intégrés est aussi montrée. Enfin, les potentiels bénéfices d'utiliser un interposer en verre au lieu du silicium sont montrés.

Le chapitre 3 décrit la conception des inductances. Ce chapitre détaille les structures ainsi que les modèles développés des inductances.

Le chapitre 4 décrit le procédé de fabrication des inductances magnétiques. Ce chapitre montre les développements réalisés pour la fabrication de ces inductances, notamment le développement de la couche d'isolation et des différents procédés d'électrodéposition utilisés. Les caractérisations

morphologiques, électriques et magnétiques (dans le cas des matériaux magnétiques) sont montrées. Enfin, les différentes inductances conçues et fabriquées seront montrées.

Le chapitre 5 montre les caractérisations électriques de toutes les inductances fabriquées sur verre et silicium. Ces caractérisations montrent l'impact du substrat sur les inductances, ainsi que l'augmentation apportée par le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$. Les valeurs expérimentales sont ensuite comparées aux valeurs calculées ou obtenues par modélisation.

Le chapitre 6 présente le développement d'un convertisseur DC-DC sur un interposeur en verre. Le procédé de fabrication et d'assemblage y est décrit. Le résultat du transfert du procédé de fabrication sur des gaufres complètes est montré.

Chapitre 2 État de l'art

Le chapitre 2 permet de montrer les défis à surmonter pour pouvoir intégrer des circuits électriques de gestions d'alimentation. Tout d'abord, une revue de démonstrations de convertisseurs DC-DC intégrés est montrée. Une revue des différentes structures de bobine et de matériaux est montrée. Les différentes techniques de déposition des matériaux magnétiques sont décrites et comparées. Enfin, les potentiels bénéfices d'utiliser un interposeur en verre sont montrés

2.1 Convertisseurs DC-DC

Un convertisseur DC-DC est un circuit qui convertit la tension d'une source continue en une tension continue aussi, mais de valeur différente. Il existe une variété de convertisseurs DC-DC différents non négligeable. Un convertisseur peut être catégorisé par la conversion (tension de sortie plus élevée ou plus basse), par la méthode de conversion (linéaire, découpage, pompe de charge) voir de sa topologie (ajout d'un circuit de résonance par exemple). Le projet de recherche est plutôt centré sur un convertisseur DC-DC intégré de type *buck*.

2.1.1 Convertisseur DC-DC de type *buck*

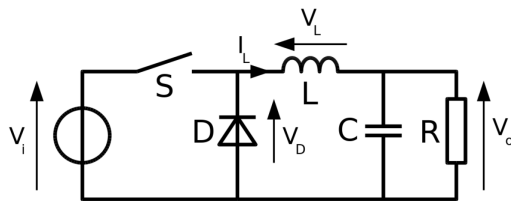


Figure 2-1 Schéma d'un convertisseur DC_DC de type *buck*

Un convertisseur DC-DC de type *buck* (figure 2-1) permet de réduire la tension DC-DC d'entrée, idéal pour garder la tension à la tension minimale de fonctionnement dans un processeur par exemple. Ce type de convertisseur est composé de quatre composants électriques : un transistor et une diode pour la commutation, une inductance et une capacité pour conserver de l'énergie.

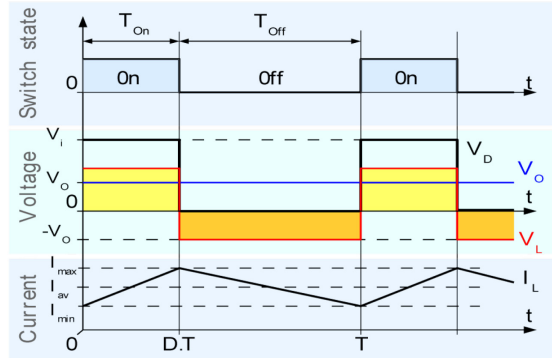


Figure 2-2 Chronogramme du convertisseur DC-DC de type *buck* [2]

Un convertisseur DC-DC de type *buck* fonctionne en 2 étapes (figure 2.2): l'étape *on* et l'étape *off*. Pendant l'état *on*, les transistors laissent passer le courant. Le courant au sein de l'inductance augmente linéairement. L'inductance produit une tension inverse à ses bornes, ce qui provoque une baisse de la tension. L'inductance stocke en même temps l'énergie. La diode n'est pas passante, car elle est polarisée en inverse. Le courant traverse donc uniquement l'inductance. Pendant l'état *off*, le transistor empêche le courant de passer. Le courant décroît alors progressivement. L'inductance répond à ce changement en produisant une tension non inversée. L'inductance décharge l'énergie stockée. La diode n'est plus dans ce cas polarisée en inverse et laisse passer le courant vers l'inductance.

L'inductance joue un rôle clé dans le convertisseur DC-DC de type *buck*. La valeur d'inductance est déterminée à partir de la variation du courant de l'inductance:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{D(1-D)V_{in}}{fL} \quad (2.1)$$

Le paramètre D est le ratio entre la tension de sortie V_{OUT} et la tension d'entrée V_{IN} et f la fréquence d'opération. La variation du courant, le paramètre D et la fréquence f sont des critères donnés au début lors de la conception d'un convertisseur *buck*.

2.1.2 Intégration de convertisseur DC-DC de type *buck*

Le développement de l'intégration de convertisseur DC-DC de type *buck* est en cours de route avec de nombreuses démonstrations de recherches et des produits commerciaux. L'enjeu majeur est l'intégration des inductances. Les inductances peuvent être intégrées de deux manières. La première manière consiste à assembler les inductances côte-à-côte ou empilées avec les autres composants du convertisseur (PMIC, capacités,...). Cette intégration est appelée *PowerSiP* (*Power Supply in Package*). La seconde manière consiste à fabriquer directement les inductances dans le PMIC (intégration monolithique). Cette intégration est appelée *PowerSoC* (*Power Supply on Chip*).

Les différentes démonstrations peuvent se diviser en deux : inductances avec des couches magnétiques ou sans couches magnétiques. Les convertisseurs DC-DC utilisant des couches magnétiques atteignent des efficacités jusqu'à 90 % [3][4][5]. Cependant, la majorité de ces convertisseurs ont été conçus pour des applications à quelques dizaines de MHz. Au-dessus des 50 MHz, les inductances sans cœur magnétique sont privilégiées [6] avec des performances comparables aux produits commerciaux. Cependant, les inductances prennent une grande surface. Par exemple, la démonstration de M.Wens [7] montre que les inductances occupent une surface de 2 mm² pour une surface totale de 3.76 mm², soit à peu près 54% de la surface totale.

L'utilisation de matériaux magnétiques est limitée par la fréquence. En effet, les pertes du cœur magnétique (courant de Foucault, effets de peau,...) deviennent de plus en plus importantes avec la fréquence. Les recherches de Meere [8] montrent que les inductances à cœur magnétique sont plus performantes que celles sans cœur magnétique jusqu'à 100 MHz. À partir de 100 MHz, les inductances sans cœurs magnétiques commencent à prendre le dessus. Une autre recherche conclue de même mais que les inductances magnétiques peuvent être améliorées [9]. Un exemple récent de convertisseur DC-DC utilisant des couches magnétiques vient des travaux de N.Strucken qui utilise des inductances NiFe [10]. L'inductance est fabriquée sur un interposeur en silicium, puis est intégrée avec un convertisseur DC-DC de type *buck* par intégration 2.5D. Cette technique d'intégration consiste à placer sur un interposeur les différents ICs. Ceux-ci sont attachés sur l'interposeur par des microbilles. Dans le cas du convertisseur, les inductances sont directement fabriquées sur l'interposeur (voir figure 2-3).

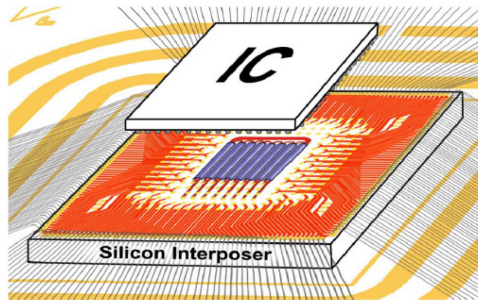


Figure 2-3 Convertisseur DC-DC sur interposeur de silicium

Le PMIC est attaché sur l'interposeur avec des billes de soudure. Brancher les inductances au convertisseur sur un plan vertical et non horizontal grâce à l'intégration 2.5D permet de gagner en surface. Les connexions entre inductances et les FETs se font aussi par des billes de soudure C4. Le convertisseur conçu dans l'article est à huit phases. Autrement dit, il y a huit convertisseurs *buck* branchés en parallèle. Les résultats du prototype sont plutôt intéressants. Le convertisseur atteint sa plus haute efficacité, soit de 75% pour une tension de sortie de 1.2V et un courant de sortie de 3.2A. Pour une tension de sortie de 1V, l'efficacité maximale est de 71% avec un courant de 3A. Le convertisseur est plus efficace pour des fréquences de commutation entre 125 et 200 MHz. Dans ces travaux, les inductances représentent 40 % des pertes. Une optimisation des inductances pourrait améliorer l'efficacité du convertisseur (par exemple, un matériau magnétique avec une plus haute résistivité, ajout de laminés,...).

2.2 Inductance

L'inductance, ou bobine est un composant électronique passif qui consiste à embobiner un fil conducteur, parfois autour d'un cœur magnétique. Ce composant génère un champ magnétique \vec{B} lorsqu'un courant I le traverse. Le flux magnétique qui résulte du champ magnétique généré par le courant à travers la surface du composant donne l'expression de l'inductance :

$$L = \frac{\Phi_B}{I} \quad (2.2)$$

Or, d'après la loi de Faraday-Lenz, lorsqu'un courant traversant un conducteur varie, une tension électrique E est créée :

$$E = -\frac{d\Phi_B}{dt} = -L\frac{dI}{dt} \quad (2.3)$$

Le signe négatif implique que la polarité de la tension créée est opposée au changement du courant. Autrement dit, l'inductance s'oppose à toute variation de courant.

L'utilisation des inductances est très variée. Elles peuvent être utilisées en autre pour former des transformateurs, réaliser des filtres, voir même de convertir un signal AC en DC. Pour ce projet, l'inductance jouera un rôle clé dans un convertisseur DC-DC. Pour cette application, l'inductance doit répondre aux critères suivants : une faible occupation d'espace, faibles pertes dans les hautes fréquences, une résistance la plus faible possible et un facteur de qualité élevé.

2.2.1 Inductance sans cœurs magnétiques

Les inductances peuvent être directement fabriquées sur les circuits intégrés. En général, il consiste en une ligne conductrice en forme de spirale planaire.

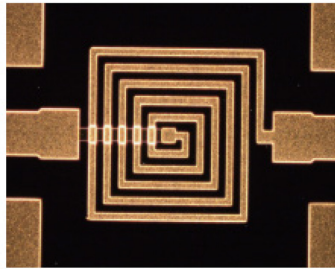


Figure 2-4 Inductance spirale rectangulaire [11]

Pour des applications à de très hautes fréquences, les valeurs d'inductances ne sont pas nécessairement très élevées (ordre du nH). La valeur d'inductance peut être obtenue à partir d'une formule modifiée de Wheeler [12]:

$$L = K_1 \mu_0 \frac{N^2 0.5(d_{ext} + d_{int})}{1 + K_2 \frac{(d_{ext} - d_{int})}{(d_{ext} + d_{int})}} \quad (2.4)$$

K_1 et K_2 sont des coefficients qui dépendent de la conception de l'inductance (circulaire, rectangulaire, octogonale...). N est le nombre de tours, d_{ext} le diamètre supérieur et d_{int} le diamètre inférieur. La formule 2.4 montre que dans ce cas la valeur d'inductance dépend uniquement de la taille du dispositif. La miniaturisation d'inductance spirale est par conséquent très limitée. La densité d'inductance (valeur d'inductance sur une unité de surface) reste faible. Pour augmenter la densité d'inductance, des structures d'inductance sans cœur magnétique novateur ont été réalisées [13], [14].

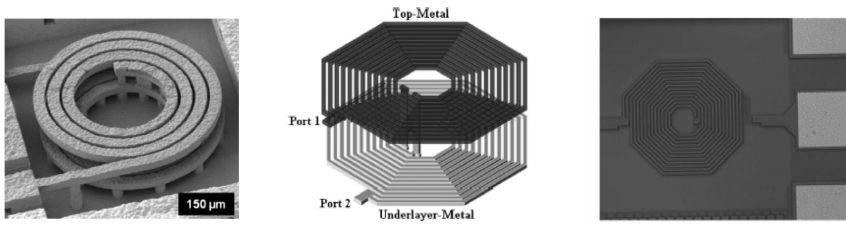


Figure 2-5 Inductance spirale à plusieurs niveaux [13][14]

Ce type de structure, montrée par la figure 2-5, devrait pouvoir augmenter la densité d'inductance. En effet, cette structure consiste à empiler d'un niveau à l'autre des inductances spirales. Cependant, ces inductances présentent des résistances plutôt élevées dans les hautes fréquences (entre 2 et 17 Ohms pour des inductances comprises entre 0.5 nH et 9 nH à 2GHz).

2.2.2 Inductance à cœurs magnétiques

La présence d'un matériau magnétique permet d'augmenter la valeur d'inductance. En effet, pour les inductances à cœurs magnétiques, la valeur d'inductance L peut être considérée comme la somme de deux inductances en séries $L_{cœur}$ et L_{Cu} . Ce matériau constitue le cœur de l'inductance magnétique. Le matériau magnétique peut soit envelopper la ligne de conduction, soit être embobiné par la ligne de conduction. Il existe quatre structures d'inductance magnétique majeures: spirale, *racetrack*, toroïdale et solénoïde.

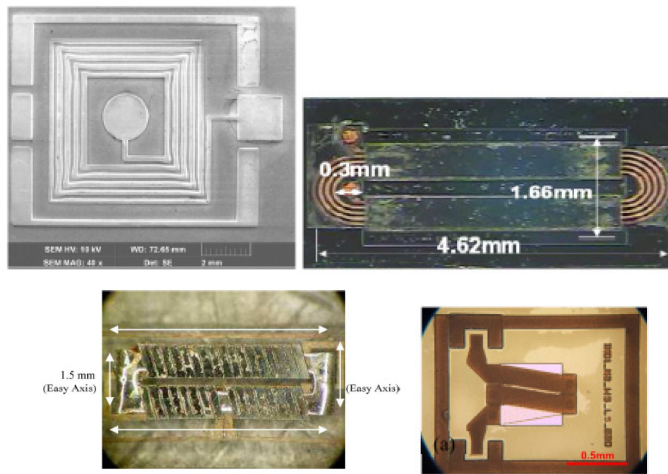


Figure 2.3 Structures d'inductances à cœurs magnétiques : spirale [15], *racetrack* [8], toroïdale[16] et solénoïde [17]

La structure spirale consiste en une ligne conductrice ,comme son nom l'indique, en forme de spirale planaire enveloppée par une ou deux couches magnétiques. Deux couches magnétiques permettent une meilleure amplification de l'inductance [18]. Sa simplicité en termes de fabrication permet de miniaturiser plus facilement l'inductance. Cependant, sa structure empêcherait d'induire une bonne anisotropie du matériau magnétique, c'est-à-dire une bonne direction favorable à la magnétisation. En conséquence, les pertes dues au matériau magnétique sont plus élevées que prévu [6].

La structure *racetrack* consiste à rallonger une inductance spirale. Ainsi, l'inductance est composée d'une partie linéaire où les extrémités sont en spirales. Seule la partie linéaire est enveloppée d'un matériau magnétique. Il est plus facile d'induire une bonne anisotropie du matériau magnétique contrairement à la structure spirale. Des applications utilisant cette structure à des fréquences au-dessus de 100 MHz [10] voir au GHz [19] ont été démontrés. Des pertes plus significatives peuvent apparaître lorsque le matériau est laminé qu'un matériau non-laminé. En effet, un flux magnétique est transféré de la couche supérieure à la couche inférieure. Les lignes de champ induisent un flux perpendiculaire aux différentes couches du matériau, qui finalement accentue les pertes par courant de Foucault [9].

Pour la troisième structure, le matériau magnétique est en forme toroïdale sur lequel est enroulée la ligne conductrice. Dans cette structure, le champ magnétique est concentré dans le cœur magnétique. Ainsi, l'augmentation devrait être plus élevée. Cependant, une concentration trop forte du champ magnétique limite le courant maximal avant saturation du matériau magnétique. De plus, il est difficile d'induire une anisotropie avec cette structure. La démonstration de Flynn et al. [16] montre une inductance avec un cœur toroïdal qui atteint une valeur d'inductance de $1 \mu\text{H}$, mais à une fréquence d'application inférieure à 1 MHz. Enfin, la fabrication de la ligne conductrice tout en gardant une résistance DC-DC faible peut être difficile. En effet, la résistance des contacts entre le niveau supérieur et inférieur de la ligne conductrice peut être élevée [6].

Assez similaire à la structure toroïdale, la structure solénoïde consiste à enrouler la ligne conductrice autour d'une simple barre magnétique. Contrairement à la structure toroïdale, il est possible d'induire une anisotropie dans le matériau magnétique, ce qui permettrait une application dans les très hautes fréquences. La démonstration de Lee et al. [20] montre une inductance magnétique solénoïde ayant une valeur d'inductance constante jusqu'à 100 MHz.

Une comparaison entre la structure spirale et toroïdale montre que cette dernière présente une meilleure performance [21]. Le flux magnétique est plus homogène chez l'inductance toroïdale que l'inductance spirale. De plus, elle a un meilleur facteur de qualité. Entre le *racetrack* et le duo toroïdal/solénoïdal, le premier semble avoir de meilleure performance [22] avec une meilleure distribution du champ magnétique. En effet, la structure *racetrack* permet de maximiser l'apport du matériau magnétique en exploitant l'anisotropie du matériau magnétique.

Le choix de la structure est important dans le design d'une inductance à cœurs magnétiques pour obtenir la meilleure amplification, le moins de pertes à haute fréquence et ne pas saturer le cœur magnétique à des courants faibles. En effet, certaines structures permettent de mieux utiliser le matériau magnétique que d'autres ou encore, le processus de fabrication peut être plus difficile.

2.2.3 Matériaux magnétiques

Quelle que soit la structure de l'inductance, il faut évidemment sélectionner le bon matériau magnétique. Le matériau magnétique doit répondre à plusieurs critères. Tout d'abord, le matériau

doit avoir une haute perméabilité relative. En effet, l'apport en inductance par le matériau magnétique est directement proportionnel à la perméabilité relative μ_r .

$$L_{Coeur} = N\mu_0\mu_r \frac{tl}{2w} \quad (2.5)$$

N correspond au nombre de tours de l'inductance, μ_0 la perméabilité du vide, t à l'épaisseur du cœur magnétique, l la longueur du cœur magnétique et w l'épaisseur du cœur magnétique. Il est possible aussi d'augmenter l'inductance avec la géométrie du cœur magnétique. Cependant, jouer avec la taille du cœur a des limites notamment avec l'épaisseur (figure 2.6).

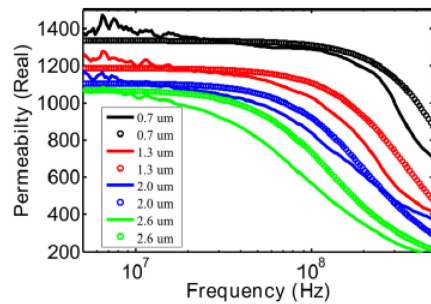


Figure 2-6 Perméabilité relative modélisée (rond) et mesurée (trait) du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ en fonction de l'épaisseur [1]

Augmenter l'épaisseur pourrait augmenter l'inductance, mais deux problèmes apparaissent. Tout d'abord, la perméabilité baisse si l'épaisseur augmente. Ceci est possiblement dû au stress mécanique qui apparaissent lors du dépôt et qui deviennent de plus en plus important en augmentant l'épaisseur. Ensuite, et plus important, la perméabilité n'est pas constante en fonction de la fréquence. À une certaine fréquence, la perméabilité relative chute. En augmentant l'épaisseur, cette fréquence diminue. En conséquence, pour des applications à très haute fréquence, la couche doit être suffisamment fine pour garder la perméabilité constante dans la plage d'opération en fréquence. Le matériau magnétique doit aussi avoir le moins de perte possible dans les hautes fréquences. Il doit donc présenter une haute résistivité pour limiter les courants de Foucauld, une faible coercivité pour limiter les pertes d'hystérésis et une saturation magnétique élevée pour que le cœur magnétique fonctionne à des courants le plus élevés possible avant qu'il ne sature et devient inutile.

Il existe de nombreux matériaux magnétiques. Ceci inclut des alliages de métaux ferromagnétiques ou encore des ferrites. La table ci-dessous montre une liste non exhaustive de matériaux magnétiques.

Tableau 2-1 Matériaux magnétiques pour des inductances à cœurs magnétiques

Matériau	μ_r	ρ ($\mu\Omega\cdot\text{cm}$)	H_c (Oe)	B_{Sat} (T)	t (μm)
Pulvérisation					
Ni ₂₀ Fe ₈₀ [23]	1000	20	1	1	3.4
NiZnCu [24]	25	-	44	0.22	1
CoZrTa [25]	600	100	0.4	1.44	2.2
FeBN [26]	4600	100	30	1.95	3
FeCoBN [27]	940	300	0.25	1.7	6
CoZrO [28]	80	-	-	1	6x40
CoZrO/ZrO ₂ [29]	100	300	8	1	0.1
FeGaB/Al ₂ O ₃ [17]	500	10	<1	1.6	0.205
FeHfO [30]	1000	500	0.94	1.3	3
CoFeHfO [30]	150	1700	2.32	1.09	3
FeCoBC [31][32]	1100	-	0.5	1.6	0.5
CoZrNb [33]	1460	-	0.04	1	2.5
Électrodéposition					
Ni ₂₀ Fe ₈₀ [16]	2000	20	0.8	0.4	10
Ni ₄₅ Fe ₅₅ [1]	1000-1400	45	0.5	1.5	0.7-2.7
NiFeMo [34]	-	-	0.715	0.8	5
CoNiFe [35]	250	30	10	1.8	40
CoFeCu [36]	-	-	2.8-6.1	1.3-1.7	5
CoP [37][38]	660	101	0.1	0.98	1
Sérigraphie					
Mn-Zn/Polymide [39]	6	10 ⁸	40	0.2	150
NiZnFeO [40]	120-25	10 ⁸	3.13-17.56	0.46-0.28	40-100
Yttrium Iron Garnet [15]	25	10 ¹²	-	0.2	1000

Les alliages de métaux ferromagnétiques présentent une haute perméabilité relative, une haute saturation magnétique, une faible coercivité, mais une résistivité relativement faible. Les ferrites

présentent une excellente résistivité, mais sont décevantes pour tous les autres critères. La technique de déposition est aussi un critère de choix. En effet, la technique de déposition peut apporter un coût plus important dans la fabrication. Il existe trois méthodes de dépositions : la pulvérisation cathodique, l'électrodéposition et la sérigraphie.

La pulvérisation cathodique, qui consiste à bombarder une cible pour éjecter des particules qui se déposent sur l'échantillon, est une technique qui permet de déposer de fines couches allant de quelques centaines de nanomètres aux micromètres. De nombreux matériaux magnétiques peuvent être déposés par cette technique notamment les alliages de métaux ferromagnétiques. Cette technique a été utilisée pour le développement de matériau magnétique pour des inductances à partir des années 1990s, comme le CoZrNb [33], FeCoBC [31] [32], FeHfO [30], CoFeHfO [30], FeCoBN [27] ou encore FeBN [26]. Plus récemment, des matériaux nanocristallins granulaires ont été étudiés comme le CoZr [28], avec parfois des laminés [29]. Le matériau CoZrTa a permis d'obtenir des inductances stables jusqu'à 100 MHz [20]. La pulvérisation cathodique permet d'obtenir des dépôts uniformes et un meilleur contrôle de l'épaisseur. Cependant, pour des épaisseurs de plusieurs micromètres, le dépôt peut prendre du temps et risque de rendre le procédé de fabrication assez coûteux. De plus, des contraintes mécaniques peuvent se développer dans la couche déposée diminuant la performance du matériau.

L'électrodéposition est une technique peu coûteuse et plus adaptée pour déposer des couches de plusieurs micromètres. L'alliage de NiFe est l'un des métaux ferromagnétiques les plus utilisés avec des stœchiométries différentes comme le Ni₂₀Fe₈₀ [16] [41], le Ni₅₀Fe₅₀ [42] ou le Ni₄₅Fe₅₅ [1] [43]. Des alliages plus exotiques ont été recherchés comme le NiFeMo [34] [36], le CoFeCu [36] ou encore le CoNiFe [35]. Le Ni₄₅Fe₅₅ pourrait fonctionner dans des fréquences au-delà des 100MHz mais n'est pas idéal dû à sa faible résistivité[8]. Le CoP est aussi une alternative au Ni₄₅Fe₅₅ pouvant aller au-delà du 100 MHz [37].

La sérigraphie est la technique la moins coûteuse et permet de déposer des couches jusqu'à plusieurs centaines de micromètres, idéales pour fabriquer des cœurs magnétiques épais. Cette technique concerne principalement les ferrites comme le NiZn [36] [40] et le MnZn [36] [39]. Ces matériaux sont suspendus dans des polymères et déposés dans des moules formant le cœur magnétique.

La sélection du matériau magnétique est relativement complexe. D'une part, il y a les alliages de métaux ferromagnétiques. Ces matériaux présentent en général les perméabilités ($< 1\,000$) et les saturations magnétiques les plus élevées ($< 1\text{ T}$) ainsi que les coercivités les plus faibles (> 1). Par contre, leurs résistivités sont relativement faibles ($< 500\ \mu\Omega\cdot\text{cm}$). D'autre part, il y a les ferrites. Ces matériaux ont les plus hautes résistivités ($10^8\ \mu\Omega\cdot\text{cm}$), ce qui limitera fortement les pertes par courant de Foucault, mais sont pauvres dans tous les autres paramètres magnétiques. De plus, pour pouvoir obtenir une bonne performance de la ferrite, il faut un fort recuit (frittage), allant jusqu'à $1\,000^\circ\text{C}$ [40], ce qui peut dégrader les couches déjà présentes sur le substrat. Ce procédé n'est donc pas compatible avec des procédés standards de fabrication sur silicium. Il faut donc soit fabriquer les inductances en premier, soit fabriquer les cœurs magnétiques séparément. Ensuite, il y a la technique de déposition. Certains sont limités par la technique de déposition, qui au final peut rendre le procédé de fabrication très coûteux.

2.3 Interposeur en verre

Un interposeur est un substrat d'interconnexions permettant d'intégrer différents dies (2D/3D) côte à côte et de les connecter. Les connexions se font par des interconnexions qui traversent le substrat (TSV) et par une couche de redistribution (RDL). Le choix du matériel de l'interposeur est très important. Un bon interposeur doit offrir des interconnexions qui conservent l'intégrité du signal et une consommation électrique faible, être chimiquement inerte et avoir de bonnes propriétés thermomécaniques. Le module de Young et la conductivité thermique doivent être élevés. Le coefficient de dilatation thermique ou CTE, qui indique l'étendue de l'augmentation du volume du matériau pendant un réchauffement, doit être proche du CTE du silicium.

Characteristic	Ideal Properties	Materials					
		Glass	SC Si	Poly Si	Organic	Metal	Ceramic
Electrical	<ul style="list-style-type: none"> High resistivity Low loss and low k 	Good	Poor	Fair	Good	Poor	Good
Physical	<ul style="list-style-type: none"> Smooth surface finish Large area availability Ultra thin 	Good	Fair	Good	Fair	Fair	Fair
Thermal	<ul style="list-style-type: none"> High Conductivity 	Fair	Good	Good	Poor	Good	Fair
Mechanical	<ul style="list-style-type: none"> High strength & modulus Low warpage 	Fair	Fair	Fair	Poor	Good	Fair
Chemical	<ul style="list-style-type: none"> Resistance to process chemicals 	Good	Fair	Fair	Fair	Poor	Fair
TPV and RDL Cost	<ul style="list-style-type: none"> Low cost Via formation and metallization 	Fair	Poor	Fair	Fair	Poor	Poor
Reliability	<ul style="list-style-type: none"> CTE matched to Si and PWB 	Good	Good	Good	Fair	Poor	Fair
Cost/mm ²	<ul style="list-style-type: none"> At 25µm I/O pitch 	Good	Poor	Fair	Poor	Poor	Poor

■ Good
 ■ Fair
 ■ Poor

Figure 2-7 Matériaux possibles pour les interposeurs [44]

La figure 2-7 nous montre une liste de matériaux potentiels. Trois matériaux se distinguent du lot : le silicium, l'organique laminé et le verre. Ce dernier semble être le matériau idéal pour les interposeurs.

Tableau 2-2 Propriétés électriques de différents matériaux de substrats

Matériau	Résistivité (Ω.cm)	Permittivité
Verre	10 ¹⁴	3.82
Silicium	10	11.2
Silicium high k	10 ⁴	11.2
Organique	10 ³	4.4

Ses caractéristiques électriques sont avant tout l'atout majeur du verre (tableau 2-2). Le verre a une meilleure résistivité que le silicium conventionnel et surtout une plus faible permittivité. Les effets du substrat sont donc drastiquement réduits par rapport au silicium. Une amélioration de la performance des passifs et des interconnexions est attendue.

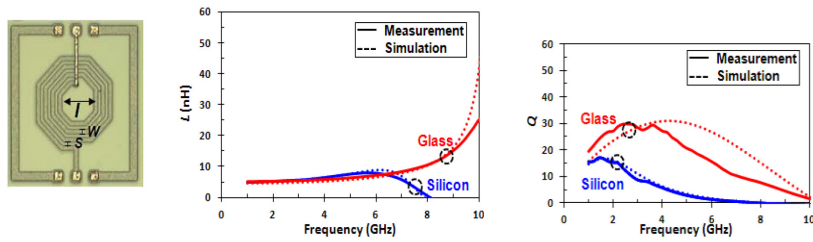


Figure 2-8 Valeurs d'inductances des inductances fabriquées sur silicium et verre en fonction de la fréquence [45]

La figure 2-8 nous montre une inductance fabriquée sur verre et silicium ainsi que les caractéristiques mesurées. La fréquence de résonance est plus faible pour l'inductance fabriquée sur silicium que sur verre. De plus, le facteur de qualité est plus faible sur le silicium qu'avec le verre. Ainsi, une inductance fabriquée sur verre voit sa fréquence de résonance et son facteur de qualité augmenté. Ceci est dû aux effets capacitifs parasites provenant du substrat. Or, une capacité est dépendante de la permittivité du matériau. Comme la permittivité du verre est moins élevée, les effets capacitifs sont donc moins élevés.

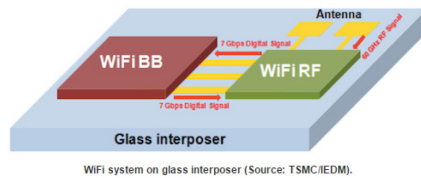


Figure 2-9 Système WiFi de TSMC [44]

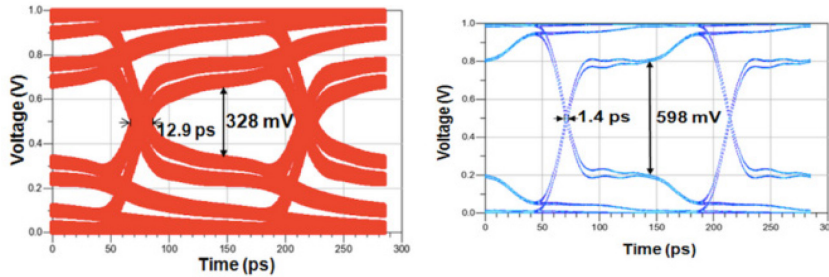


Figure 2-10 Diagramme en œil du signal pour un système WiFi dans un interposeur en silicium et en verre [44]

Les interconnexions sur la surface du substrat sont elles aussi affectées par le substrat. TSMC a comparé la performance du signal sur des interconnexions d'un système WiFi (figure 2-10). Le verre présente une meilleure qualité du signal. Le verre a une amplitude de 598mV contre 328mV chez le silicium. Plus l'amplitude est basse, plus le bruit est important. Ainsi, le bruit est moins important dans le verre que le silicium. Le verre présente une gigue de 1.4ps alors que le silicium présente une gigue de 12.9ps, soit une gigue presque dix fois supérieure. Les lignes en surface sont donc plus performantes sur le verre. Les recherches réalisées par Corning montrent aussi une amélioration des lignes de transmission sur le verre [46]. Des mesures de pertes d'insertions ont été réalisées sur des lignes de microrubans et des lignes coplanaires fabriquées sur du verre et du silicium.

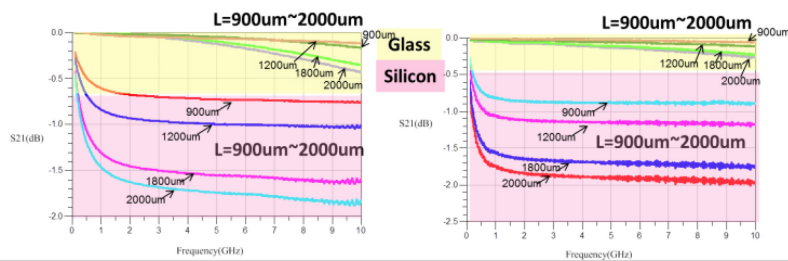


Figure 2-11 Pertes à l'insertion en fonction de la fréquence de microrubans et de lignes coplanaires fabriqués sur du silicium et du verre[46]

La figure 2-11 nous montre les résultats obtenus. Comme attendu, les pertes d'insertions chez le verre sont moins importantes que chez le silicium.

En théorie, grâce à la haute résistivité et la faible permittivité du verre, les TGVs (*Trough Glass Vias*) devraient avoir une meilleure performance que les TSVs. Ce n'est pas totalement le cas [47]. À certaines fréquences, des phénomènes de résonance apparaissent. L'impédance des TGVs augmente fortement à ces fréquences, perturbant fortement le signal à tel point que nous observons un meilleur signal chez le silicium. La faible résistivité du silicium permet de mitiger les effets de la résonance. La figure 2.8 nous montre l'impédance et les pertes d'insertion en fonction de la fréquence des vias qui traversent différents substrats.

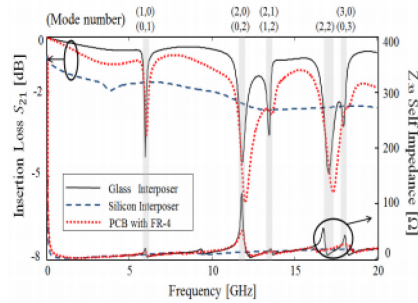


Figure 2-12 Pics d'impédance et pertes d'insertion de différents substrats en fonction de la fréquence [47]

Les pertes d'insertion dans le verre sont globalement plus faibles que celles du silicium. Cependant, nous observons à certaines fréquences une augmentation brutale des pertes d'insertion chez le verre. À ces fréquences, nous observons aussi une augmentation de l'impédance.

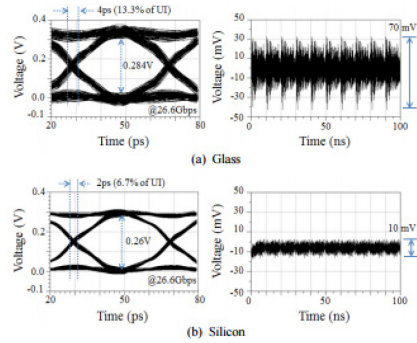


Figure 2-13 Diagramme en œil et couplage de bruit à une fréquence de résonance dans un TSV et TGV [47]

La figure 2-13 montre les résultats des simulations des diagrammes en œil et le couplage de bruit à une fréquence en résonance dans un TSV et un TGV. La qualité du signal dans le verre est plutôt mauvaise par rapport au silicium. Pour pouvoir contrer les effets de la résonance sur le signal, il existe deux solutions possibles : des capacités de découplages ou des TGVs liés la masse placés à côté du TGVs qui transmet le signal.

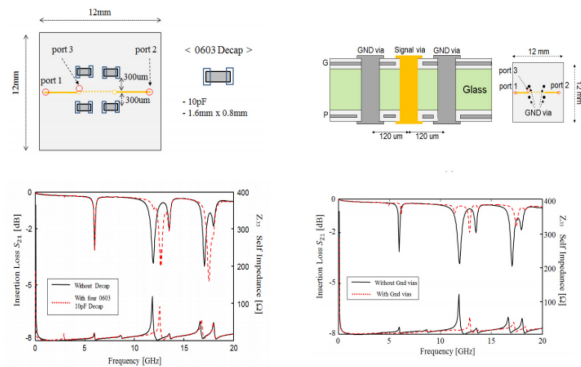


Figure 2-14 Capacités de découplages et TGVs à la masse et leur influence sur le signal [47]

Les résultats nous montrent que la solution de capacité de découplages n'est pas viable. En effet, les effets de la résonance ne sont pas supprimés, mais décalés. Par contre, des TGVs liés à la masse semblent bien minimiser les pertes dues à la résonance.

D'un point de vue électrique, le verre présente des performances plus intéressantes que le silicium. Les inductances et les interconnexions en surface de substrat présentent de meilleures caractéristiques électriques sur le verre.

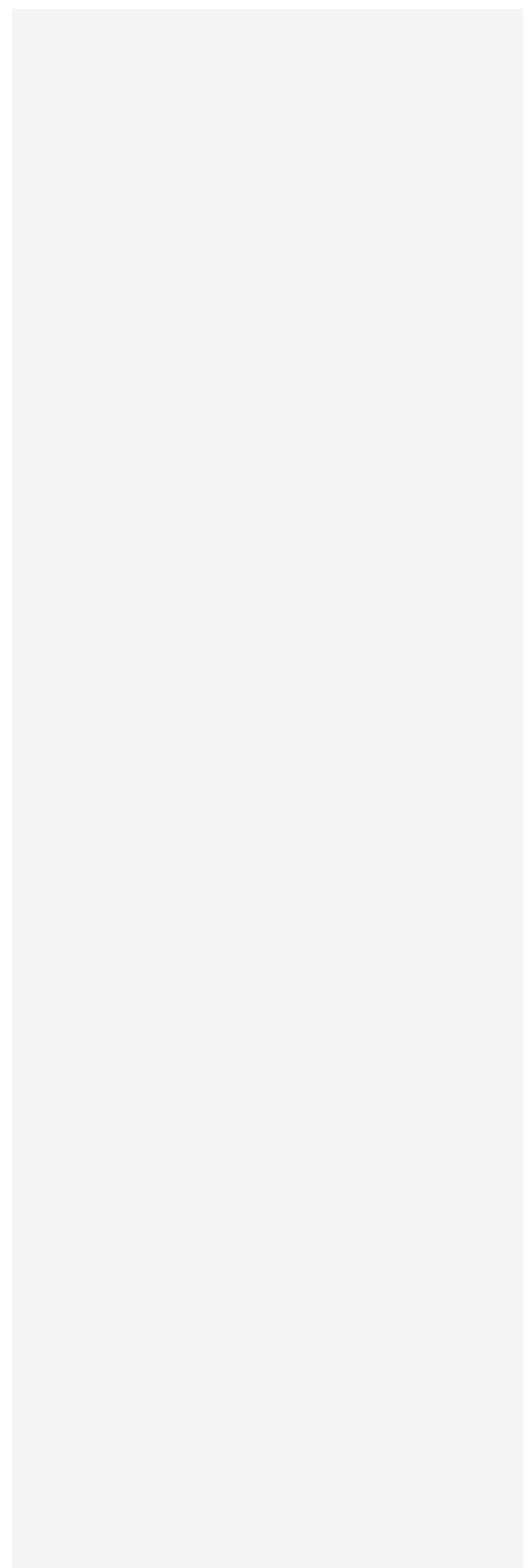
2.4 Conclusion

L'état de l'art nous montre que la miniaturisation des inductances est possible grâce à l'utilisation de couches fines magnétique. Des augmentations non négligeables ont pu être observées. Cependant, il ne suffit pas de prendre le matériau magnétique ayant la plus haute permittivité magnétique pour miniaturiser l'inductance. En effet, la performance des matériaux magnétiques est dépendante de la fréquence. Il faut donc sélectionner le matériau qui est stable à la fréquence d'opération et présente le moins de pertes. Ensuite, il faut sélectionner le type de structure de l'inductance. Certains types de structures ont de meilleures performances que d'autres selon la fréquence d'opération. Enfin, la méthode de déposition peut être un facteur dans le choix du matériau. En effet, certains matériaux ne peuvent être déposés que par pulvérisation, méthode qui peut être très coûteux si les épaisseurs dépassent les micromètres. De plus, les inductances utilisant des matériaux magnétiques électrodéposés ont tendance à avoir une fréquence d'opération sous les 50 MHz [6].

L'état de l'art montre aussi que le matériau du substrat a un impact sur les performances à la fois des inductances fabriquées sur le substrat ainsi que les différentes interconnexions. Grâce à son isolation quasi parfaite et sa faible permittivité, les caractéristiques électriques d'inductance et d'interconnexions fabriquées sont de meilleures qualités sur verre que le silicium. Ainsi, cela permettrait d'obtenir des convertisseurs DC-DC plus efficaces. Cependant, l'impact du substrat n'a pas été étudié pour les inductances à cœurs magnétiques. Il serait donc intéressant d'étudier cet aspect durant ce projet.

Le projet visera donc à développer des inductances magnétiques pour un convertisseur de type *buck* sur un interposeur en verre pour une application opérant à 100 MHz. Ce projet est développé en

collaboration avec IBM Zurich qui développe les caractéristiques globales du convertisseur *buck*. Le matériau magnétique devra donc pouvoir fonctionner avec le moins de pertes possible à 100 MHz. De plus, la fabrication de ces inductances doit être la moins coûteuse possible. Les matériaux pouvant être déposés par électrodéposition seront favorisés. Deux matériaux magnétiques qui répondent le plus possible à ces critères ont été choisis : le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ [37]. Enfin, la structure *racetrack* a été choisie, car elle présente les meilleures performances pour des applications à 100 MHz [6], [9], [10]. Cette structure permet d'induire une anisotropie du cœur magnétique et donc d'avoir un cœur magnétique ayant un fonctionnement plus optimal et un procédé de fabrication moins compliqué.



Chapitre 3 Conception des inductances

Le chapitre 3 montre les étapes de conception des inductances. Premièrement, la structure de l'inductance est présentée. Plus précisément, les différents paramètres géométriques sont décrits. Ensuite, les équations et le modèle COMSOL permettant d'obtenir les valeurs théoriques des caractéristiques électriques sont décrits.

3.1 Structure de l'inductance

3.1.1 Objectif

L'objectif de ce projet est de concevoir des inductances à cœurs magnétiques pour un convertisseur DC-DC intégré sur un interposeur en verre. Au début du projet, les valeurs d'inductances n'étaient pas encore définies précisément étant donné que le convertisseur DC-DC était en conception par les collègues d'IBM Zurich. Il en est de même, pour la fréquence d'opération. Les valeurs visées étaient initialement définies à quelques dizaines de nH et la fréquence d'opération autour de 100 MHz. La résistance quant à elle devait être la plus faible possible pour éviter les pertes et ainsi améliorer l'efficacité du convertisseur. Par conséquent, des inductances de tailles différentes ont été conçues pour obtenir une gamme assez importante de valeur d'inductance et résistance, permettant par la suite de concevoir les inductances répondant aux critères du convertisseur DC-DC. Au final, les inductances fabriquées doivent opérer à 100 MHz et avoir une valeur de 36 nH, avec la plus faible résistance possible afin d'être intégré avec le convertisseur.

3.1.2 Géométrie des inductances.

Comme mentionné dans le chapitre 2, la structure de type *racetrack* a été choisie pour maximiser l'effet du matériau magnétique. La figure ci-dessous montre la structure ainsi que les différents paramètres géométriques.

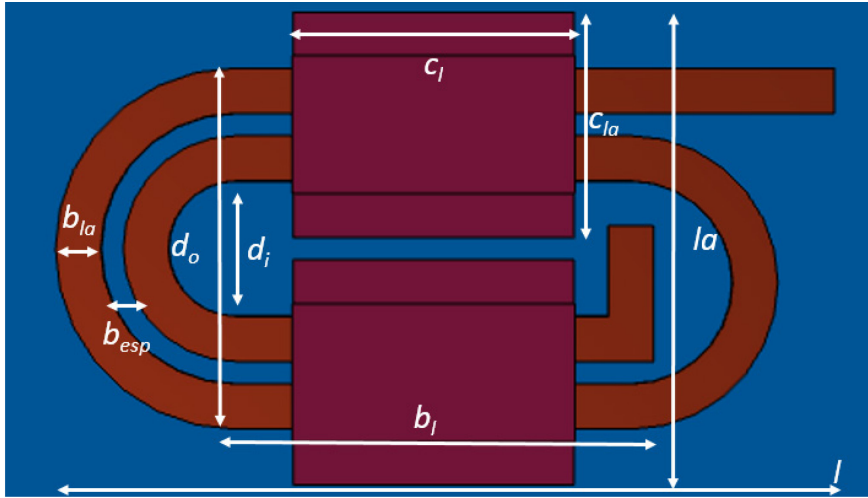


Figure 3-1 Paramètres géométriques d'une inductance *racetrack*

La valeur d'inductance est dépendante de sa taille. Plusieurs paramètres géométriques peuvent donc avoir une influence plus ou moins grande sur la valeur d'inductance : nombre de tours N , longueur des bobines b_l et des couches magnétiques c_l , largeur des bobines b_{la} et des couches magnétiques c_{la} , espacement entre les lignes de Cu b_{esp} , épaisseur de la couche magnétique t , diamètre interne et externe de la partie circulaire d_i et d_o .

L'impact du cœur magnétique sur la valeur d'inductance a influencé la conception géométrique des inductances. En effet, il est important d'étudier l'ampleur de son rôle sur les performances de l'inductance. Par conséquent, les inductances ont été conçues en variant deux paramètres qui influencent le plus l'apport du cœur magnétique: la longueur du cœur magnétique ainsi que le nombre de tours. Ainsi, deux séries d'inductances ont été conçues. Les inductances de la 1^{ère} série ont un nombre de tours N fixe à deux et les longueurs b_l et c_l variables. Ces inductances sont identifiées par la longueur des cœurs magnétiques. Les inductances de la 2^{ème} série ont le nombre de tours N variable et les longueurs b_l et c_l fixent à respectivement 1350 μm et 1250 μm . Ces inductances sont identifiées par le nombre de tour.

Les autres paramètres ont été fixés. Notamment, la largeur des bobines b_{la} a été fixée à 40 μm , l'espacement entre les lignes de Cu b_{esp} à 20 μm et le diamètre interne d_i à 120 μm . L'épaisseur de la couche magnétique t_c a été fixé à 1 μm . Comme montré par l'équation (2.4) dans le chapitre 2,

l'inductance du cœur magnétique est proportionnelle à son épaisseur. Dans ce cas, une augmentation de l'épaisseur impliquerait une valeur d'inductance plus élevée. Cependant, cette inductance est aussi proportionnelle à la perméabilité relative qui est dépendante de la fréquence. À une fréquence donnée, la perméabilité relative chute, annulant l'effet du cœur magnétique. Cette fréquence a tendance à diminuer plus l'épaisseur du cœur magnétique augmente (équation 3.1) [37]. Il est donc important d'optimiser l'épaisseur du cœur magnétique si la fréquence d'opération est élevée.

$$\mu_r = \mu_i \frac{2\delta}{(1+j)t_c} \tanh\left(\frac{(1+j)t_c}{2\delta}\right) \quad (3.1)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{(\sigma_c \pi \mu_0 \mu_i f)}} \quad (3.2)$$

où μ_i correspond à la valeur basse fréquence de la perméabilité relative, δ correspond à l'épaisseur de peau et σ_c la conductivité du matériau magnétique.

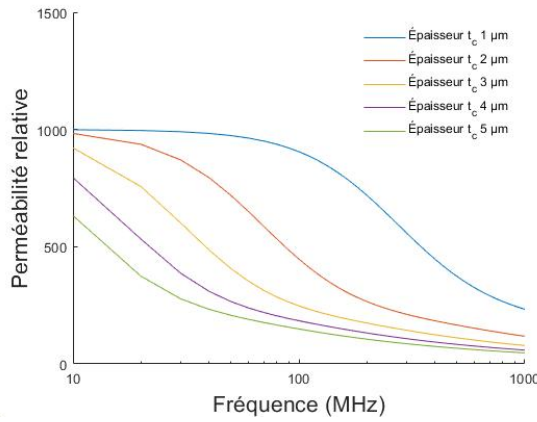


Figure 3-2 Perméabilité relative en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs de la couche magnétique $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$

La figure 3-2 montre les courbes de l'équation 3.1 en fonction de la fréquence avec différentes valeurs de t_c . Le matériau modélisé est le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$. La perméabilité initiale de 1000 et la résistivité de $45 \mu\Omega/\text{cm}$ ont été obtenues dans la littérature [36]. Ainsi, plus l'épaisseur est élevée, moins la

fréquence de coupure est élevée. La valeur de 1 μm est alors choisie, car la fréquence de coupure tourne autour de 100 MHz, idéale pour notre application. Ceci est conforme avec la littérature [1].

Les tableaux ci-dessous regroupent les différents paramètres géométriques des inductances.

Tableau 3-1 Paramètres géométriques des inductances à deux tours de différentes longueurs

Paramètres	l	la	b_l	d_o	c_l	c_{la}
2T 250 μm	635 μm	420 μm	350 μm	320 μm	250 μm	200 μm
2T 500 μm	885 μm	420 μm	600 μm	320 μm	500 μm	200 μm
2T 750 μm	1135 μm	420 μm	850 μm	320 μm	750 μm	200 μm
2T 1000 μm	1385 μm	420 μm	1100 μm	320 μm	1000 μm	200 μm
2T 1250 μm	1635 μm	420 μm	1350 μm	320 μm	1250 μm	200 μm

Tableau 3-2 Paramètres géométriques des inductances à longueur fixe avec différent nombre de tours

Paramètres	l	la	b_l	d_o	c_l	c_{la}
3T 1250 μm	1755 μm	540 μm	1350 μm	440 μm	1250 μm	260 μm
4T 1250 μm	1875 μm	660 μm	1350 μm	560 μm	1250 μm	320 μm
5T 1250 μm	1995 μm	780 μm	1350 μm	680 μm	1250 μm	380 μm
6T 1250 μm	2115 μm	900 μm	1350 μm	800 μm	1250 μm	440 μm

3.2 Modélisation des inductances

Une fois la géométrie des inductances fixées, il faut développer les moyens d'obtenir des valeurs théoriques des caractéristiques électriques des inductances pour les comparer aux valeurs expérimentales. En premier lieu, les différentes équations pour déterminer les caractéristiques électriques des inductances (valeur de l'inductance et résistance) sont décrites. En second lieu, un modèle à éléments finis est développé à l'aide du logiciel COMSOL permettant, non seulement d'obtenir ces caractéristiques électriques, mais aussi de modéliser la fréquence de résonance.

3.2.1 Formules théoriques

Les formules suivantes permettent d'obtenir une valeur d'inductance estimée [48].

$$L = L_{\text{coeur}} + L_{\text{Cu}} \quad (3.3)$$

$$L_{\text{coeur}} = \mu_0 \mu_r \frac{N^2 t_c c_l}{2 c_{la}} \quad (3.4)$$

$$L_{Cu} = L_{spir} + L_{lin} \quad (3.5)$$

$$L_{spir} = \frac{\mu_0 N^2 (d_o + d_i)}{4} \left[\ln \left(\frac{2.46(d_o + d_i)}{d_o - d_i} \right) + 0.2 \left(\frac{d_o - d_i}{d_o + d_i} \right)^2 \right] \quad (3.6)$$

$$L_{lin} = 2(NL_{self} + L_{mut}) \quad (3.7)$$

$$L_{mut} = \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N 0.2b_l \left[\ln \left(\frac{2b_l}{(j-1)(b_{la} + b_{esp})} \right) - 1 + \frac{(j-1)(b_{la} + b_{esp})}{b_l} - \left(\frac{(j-1)(b_{la} + b_{esp})}{2b_l} \right)^2 \right] \quad (3.8)$$

La résistance R_{DC} dépend uniquement de la partie conductrice de l'inductance, c'est-à-dire de la bobine de Cu. Cette résistance peut être obtenue par les formules suivantes :

$$R_{DC} = \frac{\rho_{Cu} l_{total}}{b_{esp} b_{ep}} \quad (3.9)$$

$$l_{total} = 2Nb_{la} + 2\pi \sum_{n=1}^N \left(\frac{d_o}{2} - n(b_{esp} + b_{ep}) \right) \quad (3.10)$$

où ρ_{Cu} correspond à la résistivité du Cu, l_{total} correspond à la longueur totale de la bobine conductrice.

La résistance R_{AC} est difficilement obtenue par calcul. En général, dans la littérature, cette résistance n'est pas calculée, mais modélisée. Il est tout de même possible d'avoir une idée de sa valeur en utilisant les formules suivantes [48][49].

$$R_{AC} = R_{coeur} + R_{Cu} \quad (3.11)$$

$$R_{coeur} = 2\pi f L_{coeur} \frac{\delta}{t_c} \left(\frac{\sinh \left(\frac{t_c}{\delta} \right) - \sin \left(\frac{t_c}{\delta} \right)}{\cosh \left(\frac{t_c}{\delta} \right) + \cos \left(\frac{t_c}{\delta} \right)} \right) \quad (3.12)$$

$$R_{Cu} = F_k R_{DC} \quad (3.13)$$

$$F_k = A_k \left[\frac{\sinh(2A_k) + \sin(2A_k)}{\cosh(2A_k) - \cos(2A_k)} \right] \quad (3.14)$$

$$+ 2 \left(\frac{1.25^2 - 1}{3} \right) \left(\frac{\sinh(A_k) - \sin(A_k)}{\cosh(A_k) + \cos(A_k)} \right) \left[\right] \quad (3.15)$$

$$A_k = b_e \sqrt{\frac{\mu_0 \pi f}{\rho_{Cu}}}$$

Le terme A_k correspond au rapport de l'épaisseur de la couche conductrice sur l'épaisseur de peau de la couche conductrice. Le facteur de qualité est alors obtenu par la formule suivante.

$$Q = \frac{2\pi fL}{R_{AC}} \quad (3.16)$$

Ces formules seront utilisées dans le chapitre 5 pour avoir une comparaison avec les valeurs expérimentales. Les paramètres comme la résistivité (ou conductivité) n'utiliseront pas les valeurs théoriques, mais plutôt les valeurs obtenues lors de la caractérisation électrique des matériaux dans le chapitre 4.

3.2.2 Modélisation COMSOL Multiphysics

Le logiciel COMSOL Multiphysics est un logiciel permettant de modéliser des dispositifs, des procédés de fabrications ou structures à partir de la méthode d'éléments finis. Les simulations peuvent être réalisées dans un domaine spécifique ou couplé avec un autre comme la mécanique, l'électronique, l'acoustique,... Enfin, les simulations peuvent être stationnaires, temporelles ou fréquentielles. Ce logiciel peut donc modéliser des inductances à cœurs magnétiques dans un régime stationnaire ou fréquentiel, permettant d'extraire les caractéristiques électriques de ces dispositifs.

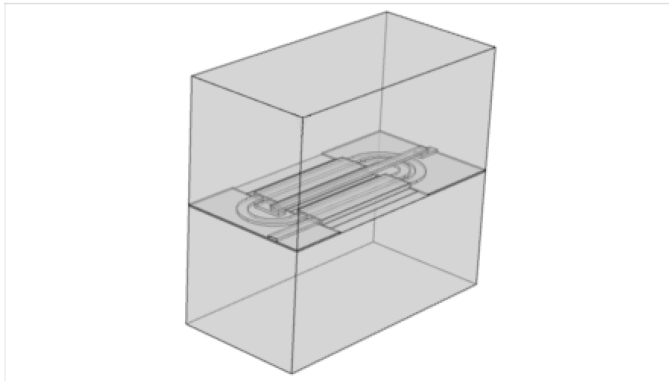


Figure 3-3 Modèle COMSOL d'une inductance à cœur magnétique

La première étape consiste à dessiner le modèle d'inductance en trois dimensions. La figure 3-3 nous montre le modèle d'une inductance magnétique. L'inductance magnétique est modélisée dans un espace clos. Le volume supérieur représente l'air. Le volume inférieur représente le substrat.

La deuxième étape consiste à choisir quel module physique pour la modélisation de l'inductance. Le module permettant ceci est le module AC/DC et, plus précisément, l'interface champs magnétiques et électriques fournit les équations nécessaires pour modéliser l'inductance en régime stationnaire ou fréquentiel. C'est dans cette étape où sont définis notamment les différents ports d'entrée et de sortie.

La troisième partie consiste à définir les matériaux ainsi que les valeurs de certaines propriétés physiques. Dans l'interface utilisée, trois propriétés physiques doivent être définies : la perméabilité relative, la permittivité relative et la conductivité. À cette étape de conception, les valeurs prises sont issues de la littérature [37].

La quatrième partie consiste à réaliser le maillage du dispositif. Le maillage découpe en pointes le modèle permettant ainsi de limiter le nombre de calculs à réaliser. Un bon maillage permet de limiter le temps de calcul tout en gardant une bonne précision de la simulation.

Enfin, la dernière étape consiste à lancer la simulation et extraire les résultats. En régime stationnaire, il est possible d'extraire directement la résistance DC. En régime fréquentiel, la matrice d'admittance Y est obtenue. Cette matrice est une matrice de dimension 2 par 2. Les différents paramètres Y correspondent à des configurations différentes des ports de l'inductance. L'inductance peut changer selon la configuration des ports [50]. Le paramètre Y_{11} est l'admittance d'un composant dont le port 2 est branché directement à la masse, et inversement, le paramètre Y_{22} est l'admittance d'un composant dont le port 1 est branché directement à la masse. Dans le premier cas, les caractéristiques électriques d'une inductance sont obtenues à partir des formules suivantes.

$$L_{11} = \frac{\text{imag}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)}{\omega} \quad (3.17)$$

$$R_{11} = \text{real}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right) \quad (3.18)$$

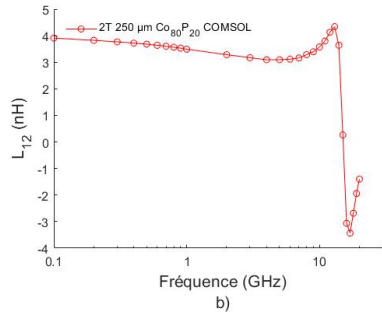
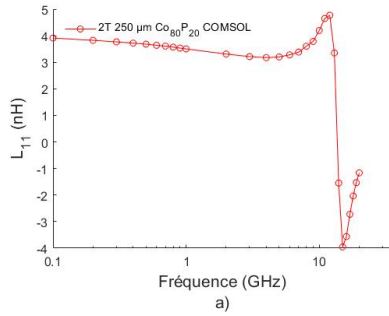
Dans le second cas, il suffit de reprendre les équations 3.17 et 3.18 en remplaçant Y_{11} par Y_{22} . Si aucun port de l'inductance n'est branché à la masse (configuration différentielle), autrement dit si l'inductance était en série, les caractéristiques électriques d'une inductance sont obtenues par les formules suivantes.

$$L_{12} = \frac{-\text{imag}(\frac{1}{Y_{12}})}{\omega} \quad (3.19)$$

$$R_{12} = -\text{real}(\frac{1}{Y_{12}}) \quad (3.20)$$

Le facteur de qualité est exprimé par la formule suivante.

$$Q = \frac{\text{imag}(\frac{1}{Y_{11}})}{\text{real}(\frac{1}{Y_{11}})} \quad (3.21)$$



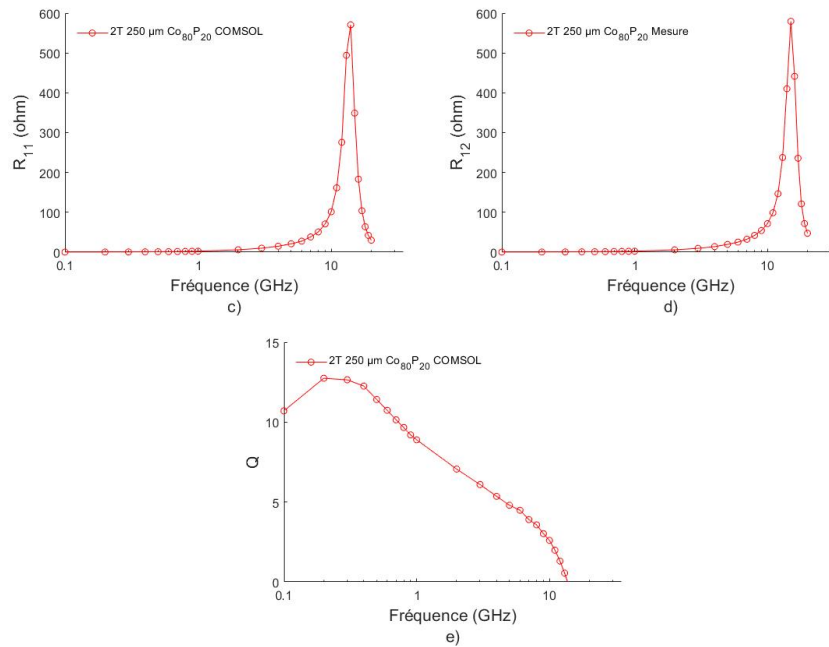


Figure 3-4 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ modélisée sur COMSOL: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

La figure 3-4 montre le résultat d'une simulation sur COMSOL d'une inductance à cœur magnétique entre 100 MHz et 20 GHz . Les valeurs utilisées ici sont théoriques pour déterminer si le modèle agit bien comme une inductance. Les différentes courbes confirment que le modèle est fonctionnel. Une fois les inductances fabriquées et caractérisées, les caractéristiques physiques comme la conductivité ou la perméabilité relative seront modifiées en utilisant les valeurs expérimentales pour voir si le modèle est conforme avec les valeurs expérimentales. Le tableau 3-3 montre les caractéristiques à 100 MHz obtenues par les modèles COMSOL des inductances magnétiques.

Tableau 3-3 Comparaison des caractéristiques électriques entre des inductances Co₈₀P₂₀ et Ni₄₅Fe₅₅ à 100 MHz obtenues par COMSOL

Inductances	L_{100MHz} Co ₈₀ P ₂₀ (nH)	L_{100MHz} Ni ₄₅ Fe ₅₅ (nH)	R_{100MHz} Co ₈₀ P ₂₀ (ohm)	R_{100MHz} Ni ₄₅ Fe ₅₅ (ohm)	Q Co ₈₀ P ₂₀	Q Ni ₄₅ Fe ₅₅
2T 250 μ m	4.2	5.1	0.2	0.3	9.6	16
2T 500 μ m	6.3	7.4	0.3	0.4	10.5	17.1
2T 750 μ m	8	9.9	0.41	0.6	9	15.1
2T 1000 μ m	9.2	13	0.6	0.8	7.1	13.7
2T 1250 μ m	11.8	15.1	0.7	0.9	8.1	14.3
3T 1250 μ m	20.3	25	1.4	1.9	7	11.5
4T 1250 μ m	35	41.7	2.4	3.3	6.5	10.8
5T 1250 μ m	48.7	70	2.5	3.4	9	17.7
6T 1250 μ m	72.5	87	4.7	6.5	7	11.5

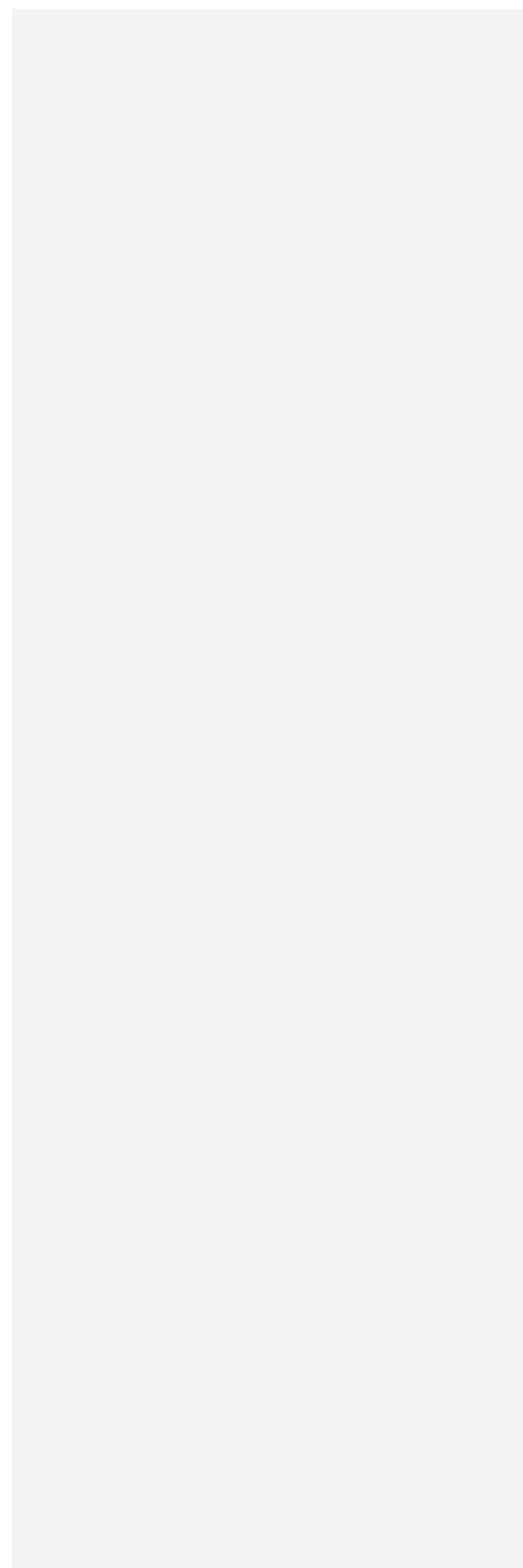
3.3 Conclusion

L'objectif de ce projet est de fabriquer des inductances à cœurs magnétiques pour un convertisseur DC-DC. Ainsi, il fallait répondre à un cahier des charges. Initialement, ce cahier était relativement vague. Il fallait donc concevoir une gamme assez importante d'inductance pour déterminer quelle inductance répondait au cahier des charges final.

Une inductance normale dépend de nombreux paramètres géométriques, sans compter l'apport du matériau magnétique sur les caractéristiques électriques. Lors de la conception des inductances, étudier l'impact de la couche magnétique était critique. Ainsi, les inductances ont été conçues pour déterminer l'influence du cœur magnétique. Plus précisément, deux séries d'inductances ont été conçues en fonction de deux paramètres qui jouent sur l'influence de la couche magnétique : la longueur et le nombre de tours.

Par la suite, il fallait déterminer des moyens pour obtenir des valeurs théoriques de ces inductances. Tout d'abord, il fallait avoir les équations permettant d'avoir des valeurs théoriques des caractéristiques électriques d'une inductance. Ensuite, un modèle COMSOL a été développé permettant non seulement d'extraire ces caractéristiques, mais aussi de modéliser la fréquence de résonance. Une fois les équations et le modèle développés, ceux-ci seront utilisés afin de comparer avec les valeurs expérimentales, qui seront présentées dans le chapitre 5.

Le prochain chapitre expliquera le processus de fabrication de ces inductances, notamment les étapes de fabrications qui ont dû être développées et les caractérisations des différents matériaux.



Chapitre 4 Développement et fabrication des inductances à cœurs magnétiques

Le chapitre 4 décrit le développement des processus de fabrication des inductances à cœurs magnétiques $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ de type *racetrack* sur des substrats en verre.

Les principales étapes de fabrications des inductances sont d'abord présentées. Ensuite, le développement des différentes étapes d'électrodéposition est expliqué. Des analyses par *energy dispersive X-ray spectrometry* (EDX), des images SEM ainsi que des mesures au profilomètre permettent d'obtenir les caractéristiques morphologiques des différents dépôts. Les propriétés magnétiques et électriques des matériaux magnétiques ont été caractérisées respectivement par un magnétomètre *Superconducting Quantum Interference Device* (SQUID) et par une station sous-pointes. Le développement de l'époxy SU8 est aussi présenté et servira d'isolant électrique. Enfin, les inductances fabriquées de diverses géométries sont présentées.

4.1 Étapes de fabrication des inductances à cœurs magnétiques

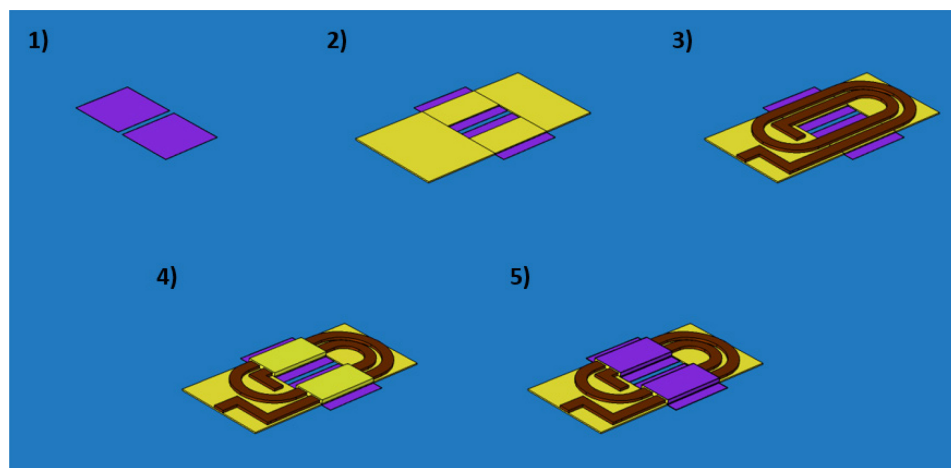


Figure 4-1 Étapes de fabrications d'une inductance à cœurs magnétiques de type *racetrack* : 1) électrodéposition de la 1^{ère} couche magnétique, 2) fabrication de la 1^{ère} couche d'isolation, 3)

électrodéposition de Cu, 4) fabrication de la 2^{ème} couche isolation et 5) électrodéposition de la 2^{ème} couche magnétique

La figure 4.1 montre les principales étapes de fabrication d'une inductance à cœurs magnétiques de type *racetrack*. Cette fabrication comporte cinq grandes étapes, qui consistent toutes à former une couche. Finalement, cinq couches sont déposées les unes sur les autres.

L'étape 1 consiste à former la première couche magnétique qui enveloppera la bobine en cuivre. Dans ce projet, le matériau magnétique est déposé par électrodéposition. Tout d'abord, une couche d'accroche Ti/Cu est déposée sur le substrat par pulvérisation cathodique. Le Ti est utilisé comme couche d'adhésion entre le substrat et le Cu. Le Cu est choisi comme couche d'amorce, car cette couche doit être conductrice pour assurer une connexion électrique entre la cathode et l'anode, et par conséquent, assurer l'électrodéposition. Ensuite, les motifs sont formés par une étape de lithographie dans une résine photosensible. Le matériau magnétique est déposé uniquement dans les ouvertures de la résine. La résine ici sert de masque et empêche le matériau magnétique d'être déposé sur l'intégralité de la surface de l'échantillon. Une fois le matériau magnétique déposé, la résine est décapée et la couche d'accroche est gravée en utilisant le matériau magnétique électrodéposé comme masque. Les étapes d'électrodépositions seront détaillées plus loin dans le chapitre.

L'étape 2 consiste à former une couche d'isolation entre la 1^{ère} couche magnétique et la bobine en cuivre. Un matériau isolant électrique et ayant une bonne adhésion s'impose. La SU8 est un époxy qui répond à ces critères. L'avantage de ce matériau est sa photosensibilité. Il suffit donc d'une simple étape de lithographie UV pour former la couche d'isolation. Plus de détails seront donnés plus loin dans ce chapitre.

L'étape 3 consiste à former la bobine en cuivre. Le matériau conducteur est déposé par électrodéposition. Cette étape suit le procédé d'électrodéposition à travers d'un moule comme l'étape 1 : dépôt d'une couche d'accroche Ti/Cu, étape de lithographie UV, électrodéposition, décapage de la résine et gravure de la couche d'accroche.

L'étape 4 consiste à former une couche d'isolation entre la bobine en cuivre et la 2^e couche magnétique. Cette étape est similaire à l'étape 2. Enfin, l'étape 5 consiste à déposer la 2^e couche

magnétique qui complète l'enveloppe magnétique. Cette étape est identique à l'étape 1. Ces 5 étapes concernent uniquement la fabrication de l'inductance elle-même. Il faut aussi fabriquer des plots de connexions pour le faire fonctionner.

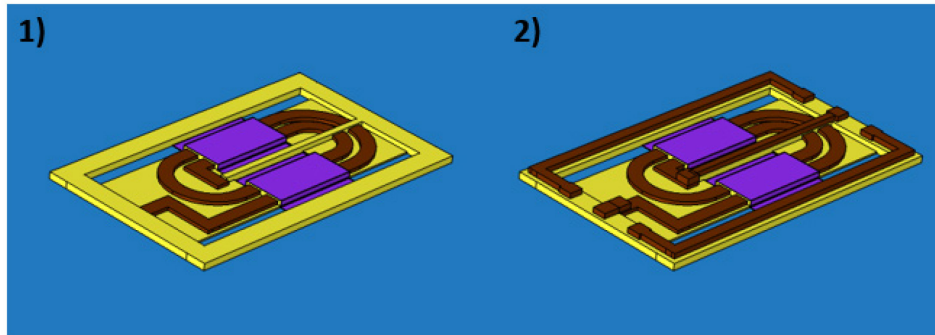


Figure 4-2 Étapes de fabrications des pads coplanaires

Les caractéristiques électriques des inductances dépendent fortement de la fréquence. De plus, notre domaine d'application, le convertisseur DC-DC, fonctionne à haute fréquence. Il est donc nécessaire de faire des caractérisations radio fréquentielles de ces dispositifs. Pour faire des mesures RF, les inductances nécessitent des pads coplanaires. La figure 4-2 montre les étapes de fabrication de pads. L'étape 1 consiste à former des ponts d'isolation permettant de connecter l'inductance aux pads coplanaires. Ces ponts sont formés par lithographie UV. L'étape 2 consiste à fabriquer les pads coplanaires et les connexions entre inductance et pads coplanaires par électrodéposition du Cu. Les pads ont une dimension de $50 \times 50 \mu\text{m}$ et une séparation centre à centre de $125 \mu\text{m}$.

La fabrication des inductances à cœurs magnétiques, avec pads coplanaires, se résume donc à former sept couches dont quatre par électrodéposition et trois par lithographie UV. Le projet de recherche commence par le développement des différents dépôts par électrodéposition ainsi que la lithographie UV de la SU8.

4.2 Développement du dépôt de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$

4.2.1 Électrodéposition de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$

Le bain d'électrodéposition du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ a été développé au 3IT, à partir de bain développé dans la littérature [51][52][53]. L'annexe A détaille le développement du bain d'électrodéposition.

Tableau 4-1 Composition du bain d'électrodéposition de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$

Composition	Quantité
Sulfate de Nickel (II) NiSO_4	21 g
Chlorure de Nickel (II) NiCl_2	26 g
Acid Borique H_3BO_3	15,5 g
Sulfate de Fer (II) FeSO_4	5 g
Acide 5-sulfosalicylic	4.5 g
Acide naphthalène trisulfonic	1.5 g

Tableau 4-2 Stœchiométrie du dépôt par rapport à différentes densités de courant

Densité	5 mA/cm ²	10 mA/cm ²	20 mA/cm ²
Taux de dépôt	10 nm/min	20 nm/min	40 nm/min
Zone 1	Ni 46,3% Fe 53,7%	Ni 47,6% Fe 52,5%	Ni 71,1% Fe 28,9%
Zone 2	Ni 46,1% Fe 53,9%	Ni 48,7% Fe 51,3%	Ni 57,2% Fe 42,8%
Zone 3	Ni 45,7% Fe 54,3%	Ni 49,8% Fe 50,2%	Ni 77% Fe 23%
Moyenne	Ni 46% Fe 54%	Ni 48,7% Fe 51,3%	Ni 68,4% Fe 31,6%
Écart type	0,3%	1.1%	10.1%

Le tableau 4.1 montre la composition du bain d'électrodéposition de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ qui nous permet d'obtenir la bonne stœchiométrie et une bonne qualité de dépôt. Le tableau 4.2 montre les résultats des mesures EDX sur des dépôts de NiFe, qui utilisent ce bain à différentes densités de courant. L'épaisseur des trois échantillons étaient de 1 μm . Les dépôts ont été réalisés sur une surface de 1 cm^2 à température ambiante, sans agitation. Les mesures ont été réalisées sur trois zones différentes de l'échantillon pour observer l'état de l'homogénéité du dépôt. Pour des dépôts à 5 mA/cm² et 10 mA/cm², la stœchiométrie reste à peu près constante et le dépôt est homogène sur l'ensemble des mesures. Une variation de 0.6% et de 2.2% de la stœchiométrie est observée. À 20 mA/cm², la stœchiométrie change considérablement. Le Ni est beaucoup plus présent que le Fe, ce qui confirme

le fait qu'à des densités plus élevées le Ni se dépose plus que le Fe [52]. De plus, le dépôt n'est plus homogène, car la stœchiométrie change d'une zone à l'autre (~20%).

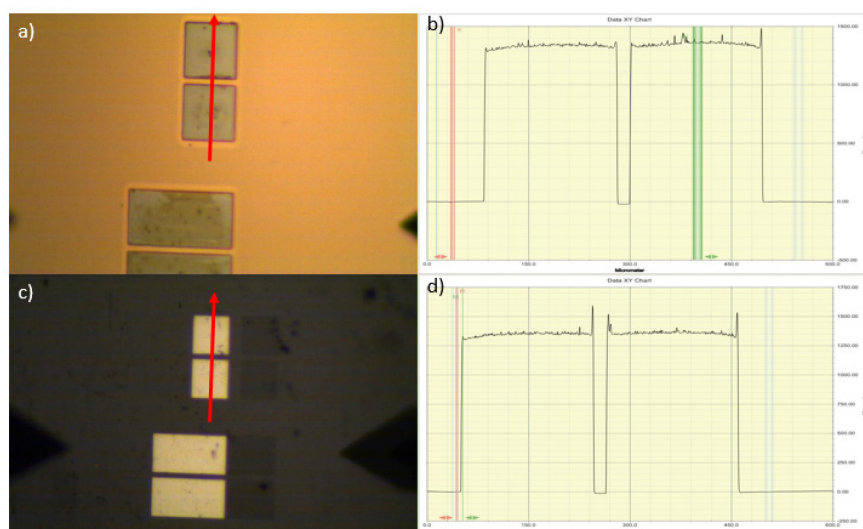


Figure 4-3 Dépôt de Ni₄₅Fe₅₅ : a) avant *ion millon* et b) son épaisseur (profilomètre Dektat); c) après 10 minutes d'*ion millon* et d) son épaisseur (profilomètre Dektat)

Par la suite, tous les dépôts de Ni₄₅Fe₅₅ sont faits à 8,5 mA/cm², car à cette densité la stœchiométrie obtenue était la plus proche de la stœchiométrie désirée tout en ayant un taux de dépôt acceptable. La figure 3.3 a) montre une observation au microscope optique d'un dépôt de 60 minutes à cette densité. Son épaisseur est de 1196 nm, soit un taux de dépôt de 20 nm/min (figure 3.3 b)).

L'étape finale de l'électrodéposition est la gravure des couches d'accroches. En générale, les couches d'accroches sont enlevées par gravure humide. Cependant, il est possible qu'il soit difficile de graver les couches d'accroches à cause de la sélectivité de la solution de gravure. Ceci est le cas du Ni₄₅Fe₅₅ avec lequel il était impossible de graver le Cu sans enlever en grande partie, voire complètement, le Ni₄₅Fe₅₅ (tableau 4-3).

Tableau 4-3 Taux de gravure du Cu et du Nife en fonction du réactif

	Piranha	Cr-7	Fujifilm Cr etch	Gravure ionique
Cu	100 nm/min	280 nm/min	600 nm/min	10 nm/min
NiFe	1 µm/min	2.85 µm/min	6 µm/min	5 nm/min

La gravure ionique est une technique de gravure sèche qui permet de graver le Cu sans trop affecter le Ni₄₅Fe₅₅. La gravure sèche n’a pas de problème de sélectivité. Après 10 minutes de gravure, le Cu avait complètement disparu et seulement 50-60 nm de Ni₄₅Fe₅₅ fut gravé.

La couche de Ti est gravée dans une solution d’HF diluée à 5% pendant 5 s.

4.2.2 Caractérisation électrique et magnétique du Ni₄₅Fe₅₅

Le Ni₄₅Fe₅₅ est caractérisé électriquement et magnétiquement et ensuite comparé aux valeurs trouvées dans la littérature. Les caractéristiques recherchées sont la résistivité ρ pour la caractérisation électrique; le champ coercitif H_c , le champ saturant B_{sat} et l’anisotropie magnétique H_k pour la caractérisation magnétique. Le matériau magnétique doit présenter une haute résistivité pour limiter les courants de Foucauld, une faible coercivité pour limiter les pertes d’hystérésis et une saturation magnétique élevée pour avoir une inductance stable avec le courant. La résistivité est obtenue par des mesures électriques sur structures en TLM. Pour le Ni₄₅Fe₅₅, une résistivité de 42 $\mu\Omega.cm$ est obtenue, soit proche des valeurs attendues de 40-45 $\mu\Omega.cm$.

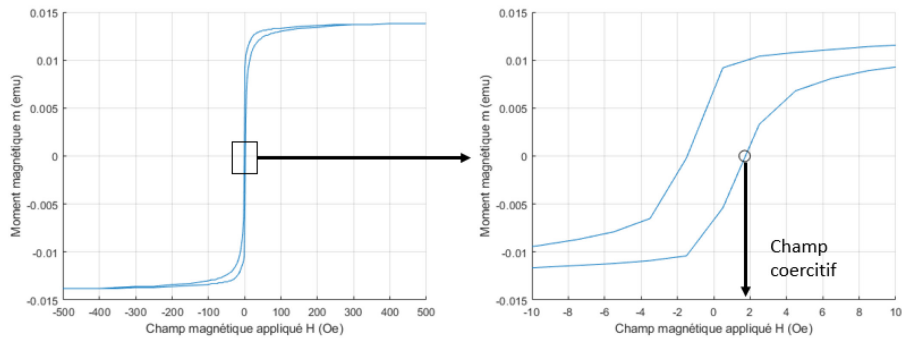


Figure 4-4 Courbes d’hystérésis M-H du Ni₄₅Fe₅₅

Les caractéristiques magnétiques du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ ont été obtenues par des mesures au SQUID, au département de physique de l'Université de Sherbrooke. Les mesures au SQUID nous permettent d'obtenir des courbes d'hystérésis (figure 4.4), sur lesquelles des paramètres magnétiques peuvent être extraits. Ces mesures ont été réalisées sur des échantillons de 4mm sur 6mm, avec une épaisseur de 1 micromètre. Sur la figure 4.4, le champ coercitif H_c peut être obtenu. Le champ coercitif correspond à la valeur du champ magnétique appliqué lorsque le moment magnétique est nul. La valeur obtenue est de 2 Oe.

Pour obtenir le champ saturant B_{sat} , il faut convertir le moment magnétique m (emu) en flux de densité magnétique B (Tesla). Les formules suivantes permettent de faire les conversions nécessaires et d'obtenir le champ magnétique :

$$B = \mu_0 \times (H + M) \quad (4.1)$$

$$H(A.m^{-1}) = \frac{H(Oe) \times 1000}{4 \times \pi} \quad (4.2)$$

$$M(A.m^{-1}) = \frac{m(emu) \times 1000}{V} \quad (4.3)$$

La formule 4.1 montre la relation entre le flux de densité magnétique B , le moment magnétique M et le champ appliqué H . Les valeurs m et H sont directement issues de la mesure SQUID. Cependant, les unités de m et H , respectivement emu et Oersted, sont des unités C.G.S. Le Tesla est une unité S.I. Il faut donc convertir les unités de M et H en unités S.I. Les formules 4.2 et 4.3 permettent de faire les conversions nécessaires, avec V le volume de la couche magnétique.

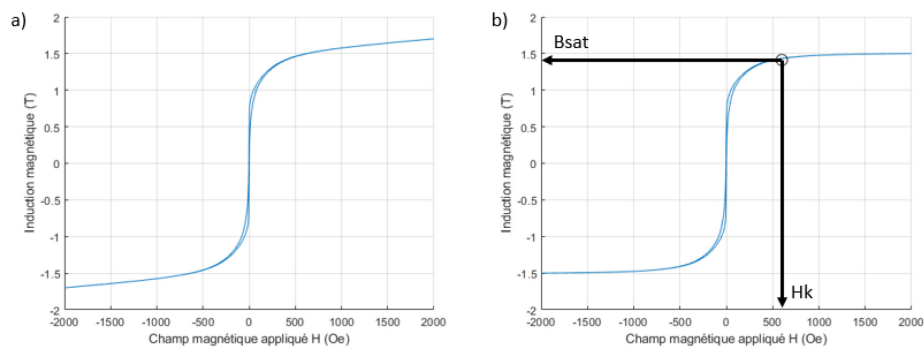


Figure 4-5 Courbes d'hystérésis B-H du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$: a) courbes en utilisant la formule 4.1, b) courbes en négligeant H

La figure 4-5 nous montre les courbes d'hystérésis B-H. En utilisant la formule 4.1, l'induction magnétique ne sature pas comme les courbes M-H (figure 4.4). Elle augmente linéairement dans les champs élevés. Cette augmentation est due à la contribution du champ magnétique appliqué sur l'induction magnétique (formule 4.1). Or, l'induction magnétique sature et est constante. D'après H.F.W. Sung [54], les courbes d'hystérésis sont présentées à partir de fausses idées ou de mauvaises interprétations notamment pour les différences entre les courbes M-H et B-H. Il est possible de négliger la contribution de H pour les matériaux magnétiques doux comme le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ [55]. Les différents articles sur le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ cependant ne mentionnent pas cet aspect. La figure 4.5.b) montre les courbes B-H en négligeant la contribution de H. L'induction magnétique semble bien saturer. Elle n'est cependant pas complètement constante. B_{sat} est prise au point où l'induction magnétique commence à augmenter légèrement. Sur la figure 4.5.b), la valeur de B_{sat} est de 1.41 T. La valeur du champ d'anisotropie correspond à la valeur du champ appliqué lorsque l'induction magnétique atteint B_{sat} . La valeur obtenue est de 600 Oe.

Tableau 4-4 Comparaison des propriétés du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ entre les valeurs expérimentales et la littérature [1][37]

Propriétés	Expérimentales	Littérature [1][37]
Résistivité	42 $\mu\Omega\cdot\text{cm}$	40-45 $\mu\Omega\cdot\text{cm}$
Champ coercitif	2 Oe	0.2-5 Oe
Champ saturant	1.41 T	1.45 T
Champ d'anisotropie	600 Oe	13 Oe

Les valeurs mesurées du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ sont proches par rapport à la littérature, à l'exception du champ d'anisotropie qui est bien plus élevé. Les mesures SQUID montrées ici se sont faites perpendiculairement à l'échantillon. Dans la littérature, les mesures ont été réalisées sur des plans parallèles à l'échantillon. Nos mesures ont uniquement été réalisées sur le plan perpendiculaire, car le porte-échantillon de l'équipement consistait en une paille. Il était donc impossible de faire des mesures fiables dans l'« *easy axis* ». En général, le champ coercitif et le champ saturant sont proches, quelle que soit l'orientation de l'excitation magnétique. Seul le champ d'anisotropie peut varier de peu [1] ou beaucoup [56] en fonction du matériau et de l'orientation. Le fait que les mesures sont réalisées à une orientation différente de la littérature expliquerait la différence importante entre la valeur du champ d'anisotropie mesuré et de la littérature. La valeur du champ

d'anisotropie peut aussi varier à cause de la structure ou de la méthode de déposition[6]. Comme le champ d'anisotropie est bien plus élevé, la fréquence d'opération devrait être plus élevée. En effet, la fréquence d'opération est proportionnelle au champ d'anisotropie[57]. Cependant, comme nos mesures ont été réalisées sur un axe différent de la littérature, il est difficile de dire si cette valeur est un bon indice.

4.3 Développement du dépôt de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$

4.3.1 Électrodéposition de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$

Le bain d'électrodéposition du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ a aussi été développé au 3IT par un stagiaire de l'Université de Sherbrooke, Frédérique Brousseau. L'annexe B détail le développement du bain d'électrodéposition.

Tableau 4-5 Composition du bain d'électrodéposition de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$

Composition	Quantité
Cobalt(II) chloride hexahydrate $\text{CoSO}_4 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$	35 g
Cobalt(II) chloride heptahydrate $\text{CoSO}_4 \cdot 7\text{H}_2\text{O}$	7.5 g
Acide Phosphoreux H_3PO_3	12.5 g
Acide Phosphorique H_3PO_4	20 mL

Tableau 4-6 Stœchiométrie du dépôt

Densité	Zone 1	Zone 2	Zone 3
175 mA/cm ²	Co 78.3% P 21.7%	Co 80.8% P 19.2%	Co 82.2% P 17.8%

Le tableau 4-5 montre la composition du bain d'électrodéposition de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ utilisé. Le tableau 4-6 montre les résultats des mesures EDX sur un échantillon de 1 cm². L'électrodéposition du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ nécessite une température de 60°C, une agitation ainsi qu'une haute densité pour pouvoir déposer rapidement. La densité de courant a été fixée à 175 mA/cm² pour obtenir la bonne stœchiométrie (voir annexe B). Les mesures ont été réalisées sur trois zones différentes pour observer l'état de l'homogénéité du dépôt. Les résultats montrent une légère variation (< 3 %) de la stœchiométrie, mais sont globalement homogènes.

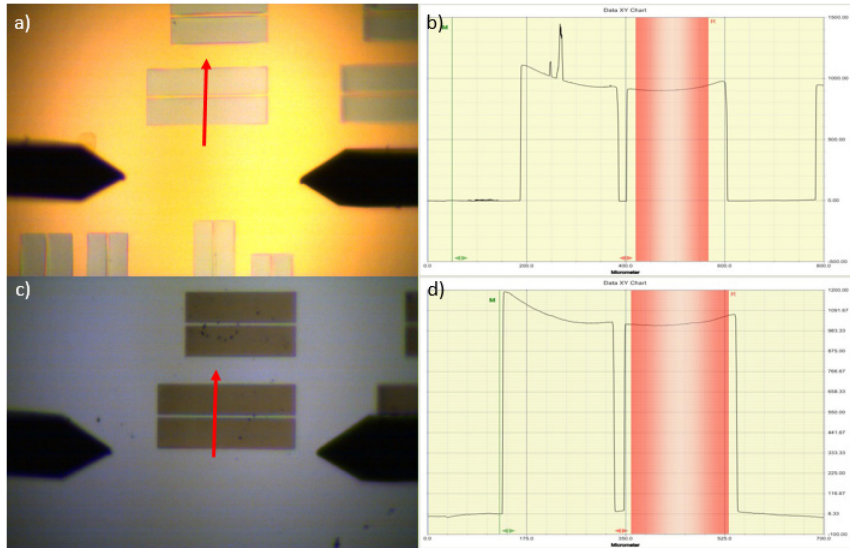


Figure 4-6 Dépôt de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$: a) avant gravure humide et b) son épaisseur (profilomètre Dektak); c) après gravure humide et d) son épaisseur (profilomètre Dektak)

La figure 4-6 a) montre une observation au microscope optique d'un dépôt de 1 minute à 175 mA/cm^2 . Son épaisseur est de 1016 nm en moyenne, soit un taux de dépôt de 1016 nm/min (figure 3.6 b)). Le dépôt de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ est moins uniforme en termes d'épaisseur, mais il est nettement plus rapide que celui du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$.

Les couches d'accroches sont enlevées par deux étapes de gravure humide. La couche de 100 nm de Cu est gravée par immersion dans une solution industrielle de gravure d' Al de Fujifilm pendant $10\text{-}15 \text{ s}$. La couche de 15 nm de Ti est quant à elle gravée par immersion dans une solution diluée à 5% d' HF pendant 5 s . La figure 4.6 c) montre le résultat de la gravure et une épaisseur de 1125 nm en moyenne (figure 3.6 d)), soit 1010 nm en enlevant les couches d'accroche. Les différentes solutions de gravure n'attaquent pas le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$.

4.3.2 Caractérisation électrique et magnétique du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$

La résistivité du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ est aussi obtenue par des mesures électriques sur des structures en TLM. Une résistivité de $96 \mu\Omega.\text{cm}$ est obtenue contre $101 \mu\Omega.\text{cm}$ dans la littérature [37] .

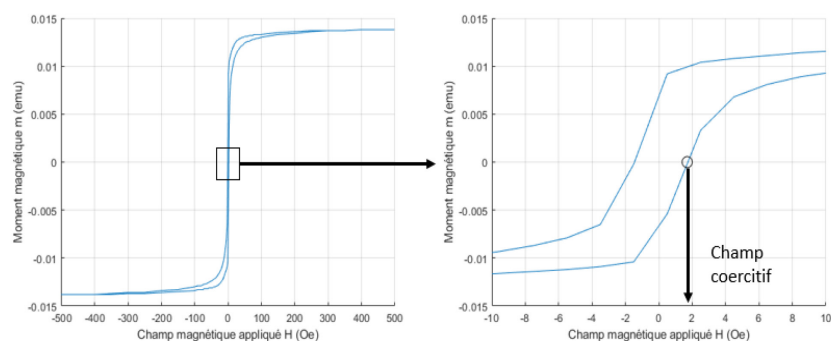


Figure 4-7 Courbes d'hystérésis M-H du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$

La figure 4-7 montre les courbes d'hystérésis M-H d'un échantillon de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$. Le champ coercitif obtenu est de 1.7 Oe contre 0.2 Oe dans la littérature.

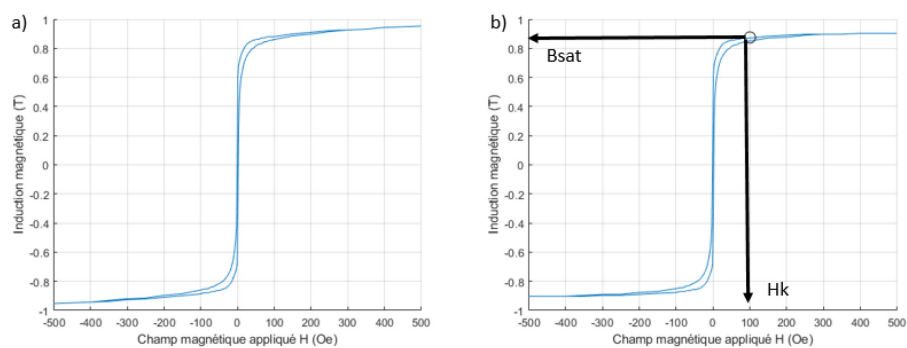


Figure 4-8 Courbes d'hystérésis B-H du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$: a) courbes en utilisant la formule 4.1, b) courbes en négligeant H

La figure 4-8 nous montre les courbes d'hystérésis B-H avec et sans la contribution de H. La valeur B_{sat} du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ est 0.88 T.

Tableau 4-7 Comparaison des propriétés du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ entre les valeurs expérimentales et la

Propriétés	Expérimentales	Littérature [37][58]
Résistivité	96 $\mu\Omega\cdot\text{cm}$	101 $\mu\Omega\cdot\text{cm}$
Champ coercitif	1.7 Oe	0.1-0.2 Oe
Champ saturant	0.88 T	0.91-0.94 T
Champ d'anisotropie	100 Oe	13 Oe

Les paramètres électriques et magnétiques mesurés sont similaires à ceux trouvés dans la littérature. Comme avec le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$, le champ d'anisotropie est bien plus élevé pour les mêmes raisons. Le champ coercitif est plus élevé ce qui indique que les pertes d'hystérésis seront un peu plus élevées. En effet, dans les courbes d'hystérésis B-H, les pertes peuvent être observables au niveau de l'aire entre les courbes. Plus cette aire est importante, plus les pertes seront importantes. Ainsi, un faible champ coercitif implique des pertes d'hystérésis plus faible. Comme les mesures indiquent un champ coercitif légèrement plus élevé, les pertes seront légèrement plus élevées.

4.4 Développement du placage de Cu

La partie conductrice de l'inductance nécessite un matériau de haute conductivité électrique, mais aussi facilement déposable et peu coûteux. Le matériau idéal est le Cu. L'électrodéposition du Cu est réalisée à partir de deux solutions industrielles présentes au 3IT. Le premier bain provient de Technisol et le deuxième d'Alchimier. Les deux solutions ont été évaluées pour déterminer laquelle présente la meilleure qualité de dépôt pour notre application d'inductance.

Tableau 4-8 Composition du bain d'électrodéposition de TechniSol

Composition	Quantité
TechniSol Elevate Cu Electrolyte 40	98,3 %
TechniSol Cu 2440 Brightener	0.5 %
TechniSol Cu 2440 Carrier	0.5 %
TechniSol Cu 2440 Stress Reducer	0.7 %

Le tableau 4-8 montre la composition du bain d'électrodéposition de Cu de Technisol. Le bain de TechniSol nécessite trois additifs TechniSol Cu 2440 Brightener, TechniSol Cu 2440 Carrier et TechniSol Cu 2440 Stress Reducer qui devraient améliorer la qualité du dépôt. La solution de Technisol est une solution acide et donc ne pose pas de problème pour les résines

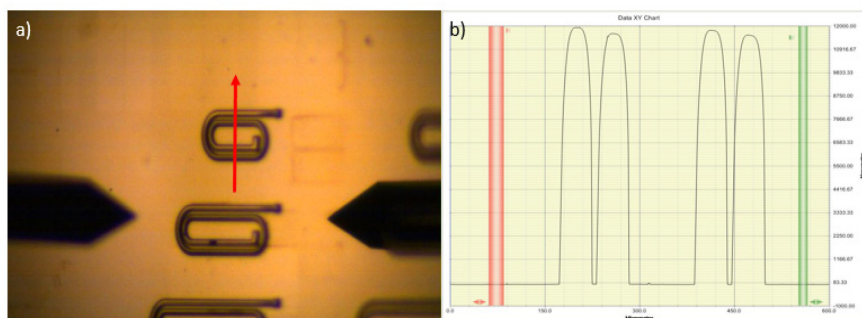


Figure 4-9 Dépôt de Cu (TechniSol) : a) image optique b) mesure au profilomètre

Les dépôts de la solution de TechniSol sont réalisés à température ambiante, sans agitation et à une densité de courant de 20 mA/cm² comme spécifié sur la fiche technique de la solution. La figure 4.9 montre le résultat d'un dépôt de 15 minutes. Une épaisseur de 11 μm est atteinte, soit un taux de dépôt de 733 nm/min. Le haut du dépôt présente une surface arrondie. Une largeur de 10 μm est observée sur le dessus contre 38 μm sur le bas.

Tableau 4-9 Composition du bain d'électrodéposition d'Alchimer

Composition	Quantité
AF 600A	99,5 %
AF 600B	0.5 %

Le tableau 4-9 montre la composition du bain d'électrodéposition de Cu d'Alchimer. Cette solution nécessite uniquement un seul additif (AF 600B) permettant aussi de raffiner la taille des grains et limiter les stress mécaniques. La solution d'Alchimer est une solution basique ce qui implique que les résines peuvent réagir avec la solution.

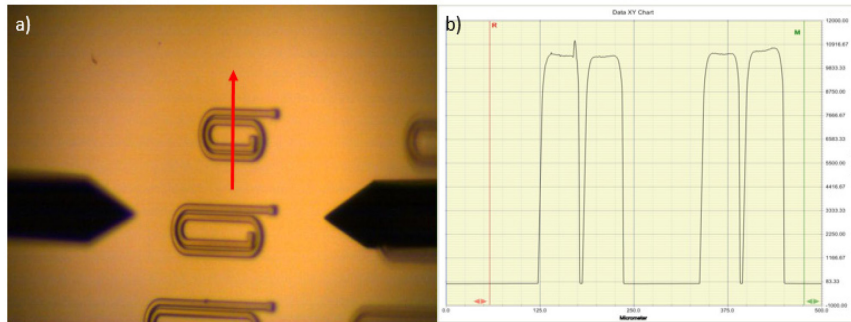


Figure 4-10 Dépôt de Cu (Alchimer) : a) image optique b) mesure au profilomètre

Les dépôts de la solution d'Alchimer sont réalisés à température ambiante, sans agitation et à une densité de courant de 35 mA/cm^2 , tel que développé par l'équipe du 3IT.nano (Étienne Paradis). La figure 3.8 montre le résultat d'un dépôt de 15 minutes. Une épaisseur de $10 \text{ }\mu\text{m}$ est atteinte, soit un taux de dépôt de 666 nm/min . Contrairement aux dépôts de la solution de TechniSol, le dépôt de la solution d'Alchimer donne une forme plus proche de ce qui était visé. Une largeur de $38 \text{ }\mu\text{m}$ est observée en bas contre une largeur de $30 \text{ }\mu\text{m}$ sur le haut du dépôt.

La solution d'Alchimer donne un dépôt de meilleure qualité et sera utilisée pour la fabrication des inductances.

4.5 Développement de la SU8

Le matériau utilisé pour former les deux couches isolantes de l'inductance est la SU8. Comme mentionné plus haut, la SU8 a l'avantage d'être un époxy photosensible. Il suffit donc d'une simple étape de photolithographie pour pouvoir former une couche isolante électrique. Deux résines SU8 ont été étudiées : la SU8-2005 et la SU8-2015 qui font respectivement $5 \text{ }\mu\text{m}$ et $15 \text{ }\mu\text{m}$.

4.5.1 SU8-2005

Les couches isolantes doivent pouvoir recouvrir intégralement des couches plus ou moins épaisses. La première couche isolante doit recouvrir une grande partie du matériau magnétique d'une

épaisseur de 1 μm . Avec une épaisseur de 5 μm , la SU8-2005 suffit amplement pour recouvrir la couche magnétique.



Figure 4-11 Motifs de SU8 sur Si (gauche) et NiFe (droite)

Il faut cependant valider l'adhésion de la SU8 sur différents matériaux, notamment le matériau magnétique. La figure 4.11 montre des motifs de SU8 sur respectivement du silicium (gauche) et sur du NiFe (droite). Un simple test d'arrachement au scotch bleu montre que le SU8 adhère bien sur les deux matériaux.

4.5.2 SU8-2015

La deuxième couche isolante doit bien recouvrir les bobines de cuivre qui font au minimum 10 μm d'épaisseur. La SU8-2015 est suffisamment épaisse (15 μm) pour pouvoir recouvrir le tout et comme précédemment, un test d'arrachement au teflon montre une bonne adhésion au Cu.

Le dépôt de matériaux magnétique par électrodéposition sur la SU8-2015 a été ensuite évalué. Aucune délamination de la couche d'accroche de Ti n'a été observée (figure 4-12 gauche). Cependant, le dépôt n'est pas continu tel que l'on peut l'observer sur la figure 4-12 à droite. Sur les flancs de la SU8-2015, le NiFe ne s'est pas déposé ce qui indique que la couche d'amorce n'est pas continue dans la marche entre le bas et le haut de la structure. Or, en observant les flancs, la SU8-2015 présente un profil négatif (figure 4-13.b). Ce type de profil rentrant pourrait expliquer la

discontinuité du dépôt de la couche d'amorce et un profil vertical pourrait assurer un dépôt sur les flancs.

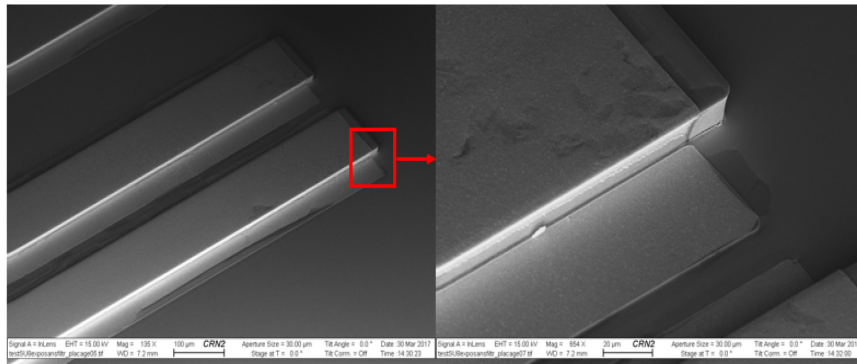


Figure 4-12 Images SEM des flancs de la SU8-2015 après un dépôt de NiFe

En utilisant un filtre i-line 365 nm et en augmentant le temps d'exposition, il est possible de rendre les flancs de la SU8-2015 verticale. La figure 4.13 montre l'impact de la présence du filtre i-line sur l'exposition : avec le filtre, les flancs ne présentent pas de profil négatif et sont bien verticaux.

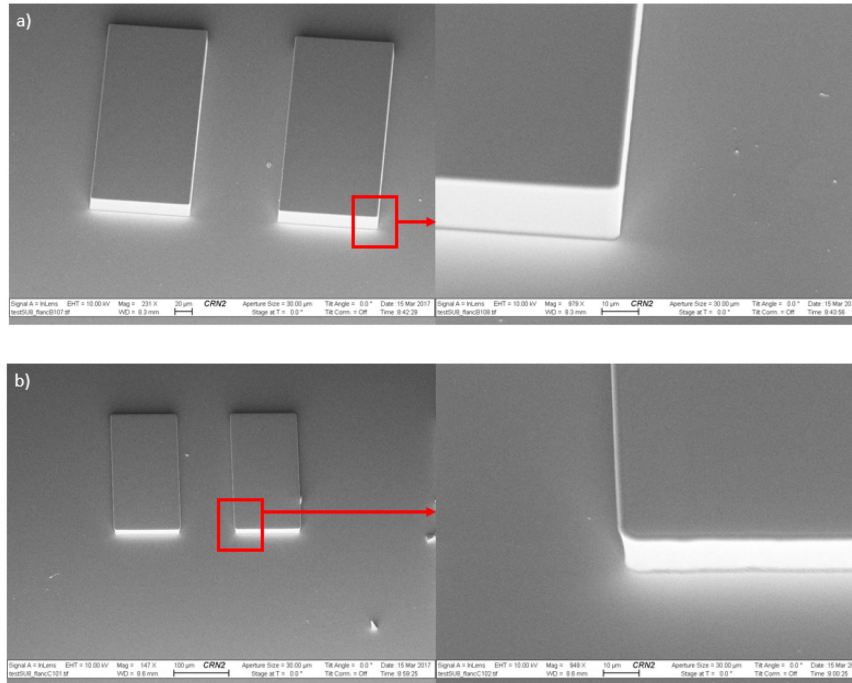


Figure 4-13 SU8-2015 après développement : a) exposition avec filtre b) exposition sans filtre

L'électrodéposition du NiFe sur une couche de SU8-2015 exposé avec un filtre i-line comparativement à une couche de SU8-2015 exposé sans filtre i-line confirme l'importance du profil du flanc (figure 4-14). Les échantillons avec la SU8-2015 exposés avec le filtre montrent un dépôt sur les flancs alors que les échantillons avec la SU8-2015 exposée sans filtre montrent une absence de dépôt sur les flancs.

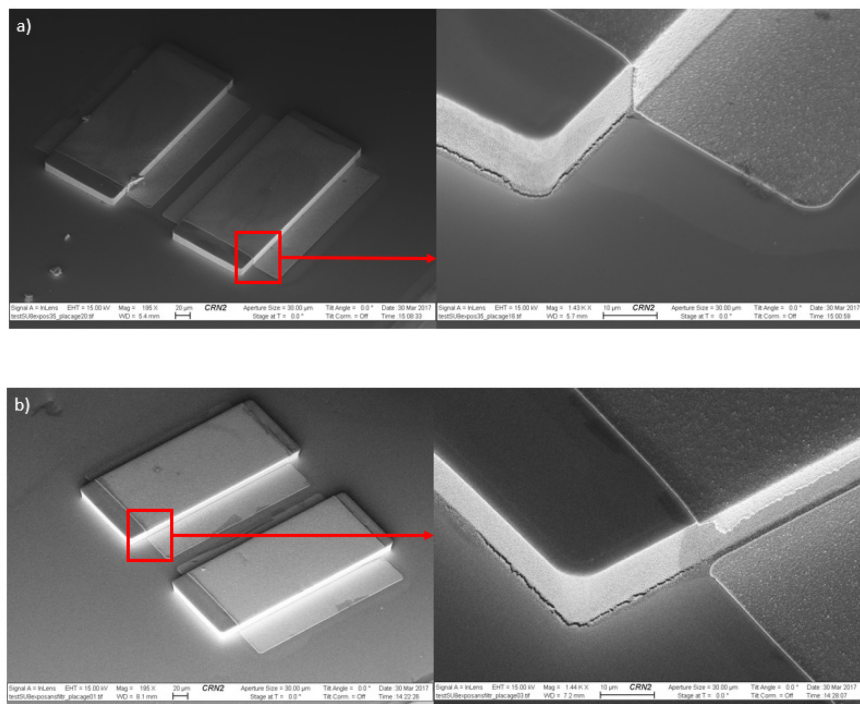


Figure 4-14 SU8-2015 après dépôt de NiFe : a) SU8-2015 exposé avec filtre, b) SU8-2015 exposé sans filtre

4.6 Fabrications d'inductances à cœurs magnétiques

Une fois que les différentes couches ont été développées individuellement, la fabrication des inductances peut commencer. L'annexe C détaille les étapes de fabrication des inductances.

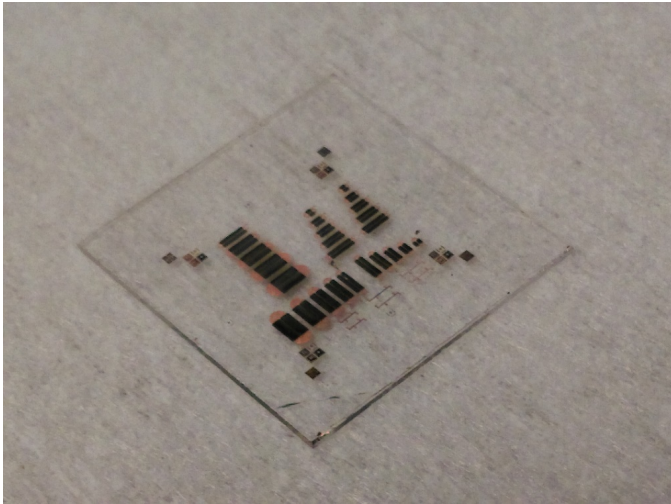


Figure 4-15 Photo des inductances à cœurs magnétiques fabriquées sur du verre

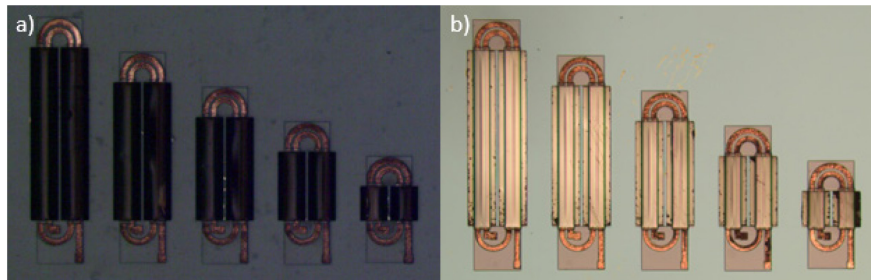


Figure 4-16 Images optiques des inductances 2T de différentes longueurs sans pads coplanaires : $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (a) et $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (b)

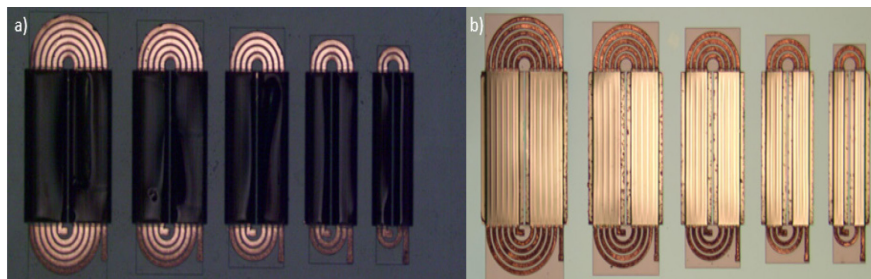


Figure 4-17 Images optiques des inductances de tours différents sans pads coplanaires : $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (a) et $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (b)

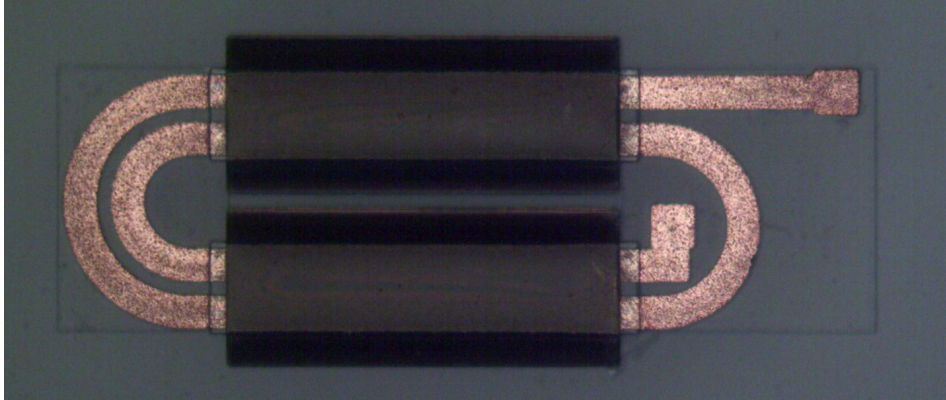


Figure 4-18 Images optiques d'une inductance $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$

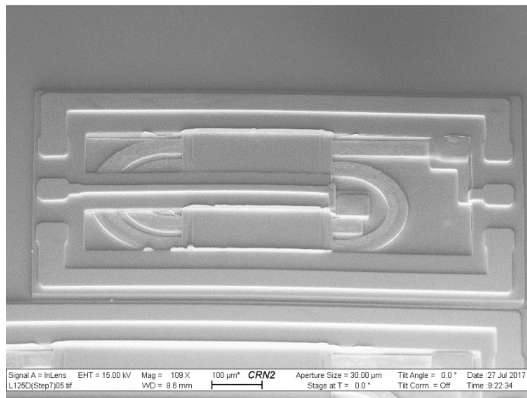


Figure 4-19 Image SEM d'une inductance $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ avec pads coplanaires

Les figures ci-dessus montrent les inductances à cœurs magnétiques fabriquées sur du verre. Les figures 4.15 à 4.17 montrent les inductances à cœurs magnétiques sans pads coplanaires. La figure 4.18 montre une image SEM d'une inductance magnétique avec pads coplanaires. Des inductances à cœurs magnétiques ont aussi été fabriquées sur du substrat en silicium avec une fine couche de SiO_2 pour déterminer l'impact du substrat sur les performances des inductances. De plus, des

inductances sans cœurs magnétiques ont été fabriquées pour déterminer l'impact des matériaux magnétique. Ces inductances ont aussi été fabriquées sur du verre et du silicium.

Plusieurs séries d'échantillons ont été fabriquées, ce qui montre une bonne reproductibilité de la fabrication. Peu de variations ont été observées au niveau des dimensions, quel que soit le type d'inductance ou le substrat. Des variations importantes de l'épaisseur du Cu ont été observées indépendamment du substrat ou du type d'inductance. Des différences de quelques microns ont été observées, mais dans l'ensemble, l'objectif de 10 μm a été atteint.

Dans le cas des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$, il était nécessaire d'ajouter une couche de protection lors de la fabrication de la 2^e couche magnétique. En effet, la gravure de la couche d'accroche de Cu se faisait par gravure ionique pour le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$. Malheureusement, cela ne gravait pas le Cu présent sur les flancs des couches d'isolations. En principe, le porte-échantillon peut être mis à un angle pour pouvoir graver les côtés avec une rotation pour assurer une homogénéité de la gravure. Malheureusement, il était impossible de faire une gravure avec la rotation, car cela empêchait le plasma de se former à cause d'une fuite. Dans ce cas, il fallait ajouter une étape de lithographie UV pour protéger la 2^e couche magnétique puis faire la gravure humide du Cu.

4.7 Conclusion

Le processus de fabrication d'inductances à cœurs magnétiques a été développé avec succès. Plusieurs procédures d'électrodéposition pour deux matériaux magnétiques différents et deux solutions de Cu industrielles ont été développées et caractérisées. Le développement de l'époxy SU8 a aussi été réalisé.

L'électrodéposition du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ permet tous les deux d'atteindre l'épaisseur visée, mais la vitesse du dépôt et l'homogénéité de l'épaisseur sont différentes. Le dépôt du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ est plus homogène, mais plus lent alors que celui du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et celui-ci est plus rapide, mais moins homogène. De plus, la gravure des couches d'accroches nécessite soit une gravure à pulvérisation ionique, soit une étape de photolithographie supplémentaire pour protéger le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$. Pour le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$, les couches d'accroches peuvent être enlevées par gravure humide sans résine de

protection. Les mesures au SQUID et à la station sous pointes montrent des caractéristiques magnétiques et électriques proche de la littérature.

Deux solutions industrielles d'électrodéposition de Cu, TechniSol et Alchimer, ont été utilisées et comparées. Les deux solutions permettent d'atteindre les épaisseurs visées avec une bonne homogénéité. La solution d'Alchimer a été sélectionnée pour la fabrication des inductances, car elle permet d'obtenir des couches de meilleures qualités.

La fabrication des couches isolantes par une étape de photolithographie UV de la SU8 est relativement simple, mais nécessite l'utilisation d'un filtre i-line pour obtenir des flancs verticaux. En effet, pour que la deuxième couche magnétique puisse assurer une continuité avec la première couche magnétique, il faut impérativement avoir des flancs verticaux.

Une fois les étapes individuellement développées, des inductances à cœurs magnétiques de géométries différentes ont été fabriquées : une première série d'inductance avec des longueurs différentes et une deuxième série d'inductance avec un nombre de tours différents. Ainsi, cela permet d'obtenir une gamme assez large d'inductance. Des inductances sans cœur magnétiques ont été aussi fabriquées pour déterminer l'amplification due aux matériaux magnétiques. Enfin, les inductances ont été fabriquées sur des substrats différents (verre et silicium) pour déterminer l'impact du substrat sur la performance de l'inductance. Les caractérisations électriques des inductances fabriquées sont montrées dans le prochain chapitre.

Chapitre 5 Caractérisations des inductances

Ce chapitre montre les caractérisations électriques des inductances fabriquées. Des mesures DC et RF ont été réalisés sur ces dispositifs pour obtenir les caractéristiques électriques d'une inductance: l'inductance L , la résistance R ainsi que le facteur de qualité Q . Ces mesures permettent de déterminer l'impact des couches magnétiques ainsi que l'impact du substrat sur les performances de l'inductance. Les mesures expérimentales sont aussi comparées aux valeurs théoriques obtenues par calculs ou modélisations. L'annexe D regroupe la plupart des caractérisations, notamment l'ensemble des mesures des différentes inductances fabriquées dans ce projet.

5.1 Caractérisation électrique des inductances

5.1.1 Mesures DC des inductances

Les mesures DC servent à obtenir la résistance DC des dispositifs qui doit être la plus petite possible pour que le convertisseur DC-DC soit le plus énergétiquement efficace. Ces mesures sont obtenues par la Keithley 4200 SCS, un analyseur paramétrique. Cette résistance est obtenue par une mesure 4 pointes afin d'éliminer les résistances de contact des pointes.

Tableau 5-1 Résistance DC des inductances

Inductances	Air (Ohm)	Ni ₄₅ Fe ₅₅ (Ohm)	Co ₈₀ P ₂₀ (Ohm)	Calcul (Ohm)	COMSOL (Ohm)
2T 250 μm	0.156	0.123	0.124	0.125	0.136
2T 500 μm	0.218	0.179	0.179	0.181	0.183
2T 750 μm	0.281	0.226	0.222	0.235	0.24
2T 1000 μm	0.324	0.272	0.282	0.291	0.292
2T 1250 μm	0.377	0.328	0.343	0.345	0.344
3T 1250 μm	0.639	0.545	0.621	0.524	0.578
4T 1250 μm	0.881	0.780	0.825	0.711	0.765
5T 1250 μm	0.924	1.03	1.15	0.894	0.99
6T 1250 μm	1.380	1.27	1.35	1.077	1.23

Le tableau 5.1 regroupe les valeurs de résistance DC des inductances. Les valeurs des résistances DC sont très proches avec ou sans cœur magnétique, quel que soit le substrat. En effet, comme

mentionné dans le chapitre 3, la résistance DC dépend uniquement de la couche conductrice de cuivre. Les couches magnétiques devraient donc n'avoir aucun impact sur la résistance DC. Les différences avec les inductances sans cœur magnétique s'expliquent par une variation au niveau de l'épaisseur des couches. Ici, les inductances sans cœurs avaient une épaisseur légèrement inférieure à 10 μm . L'épaisseur joue un rôle important dans la valeur de la résistance DC. Les valeurs calculées et modélisées par COMSOL en utilisant une valeur de résistivité du cuivre mesurée sont conformes avec les mesures expérimentales. Pour une structure de géométrie semblable fabriquée par Fuketa *et al.* [16], la résistance DC d'une inductance de ce travail est légèrement plus élevée (0.226 Ohm contre 0.158 Ohm). Pour réduire la résistance DC, la solution la plus simple est d'augmenter l'épaisseur de la couche conductrice. En effet, l'équation 3.9 montre que cette résistance est inversement proportionnelle à l'épaisseur de la couche conductrice. Cette augmentation de l'épaisseur des traces de cuivre n'affectera pas la valeur de l'inductance [1]. Par contre selon l'épaisseur visée, il serait probablement préférable de changer la 2ème couche d'isolation en une couche plus épaisse pour recouvrir les bobines de Cu. De plus, il serait peut-être aussi plus difficile d'assurer la continuité des deux couches magnétiques. Il serait judicieux dans ce cas d'obtenir non plus des flancs verticaux, mais plutôt une pente de 45 degrés.

5.2 Mesures RF des inductances

Les mesures RF ont été réalisées sur un analyseur de réseau (VNA) d'Anritsu 37369A. Cet équipement permet de réaliser des mesures d'impédance à des fréquences allant de 70 MHz jusqu'à 40 GHz. Les inductances sur verres ont tout d'abord été caractérisées.

Le VNA mesure les paramètres S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} . Le logiciel Kite permet de réaliser les différentes conversions de la matrice S. Notamment, il permet de convertir les paramètres S en paramètres Y. Ainsi, une matrice d'admittance est obtenue avec laquelle les valeurs d'inductances L_{11} et L_{12} , de résistances R_{11} et R_{12} et de facteur de qualité Q à partir des équations vu dans le chapitre 3. Les mesures L_{21} et L_{22} ainsi que R_{21} et R_{22} montrent une symétrie.

Tout d'abord, l'impact du matériau $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ est étudié.

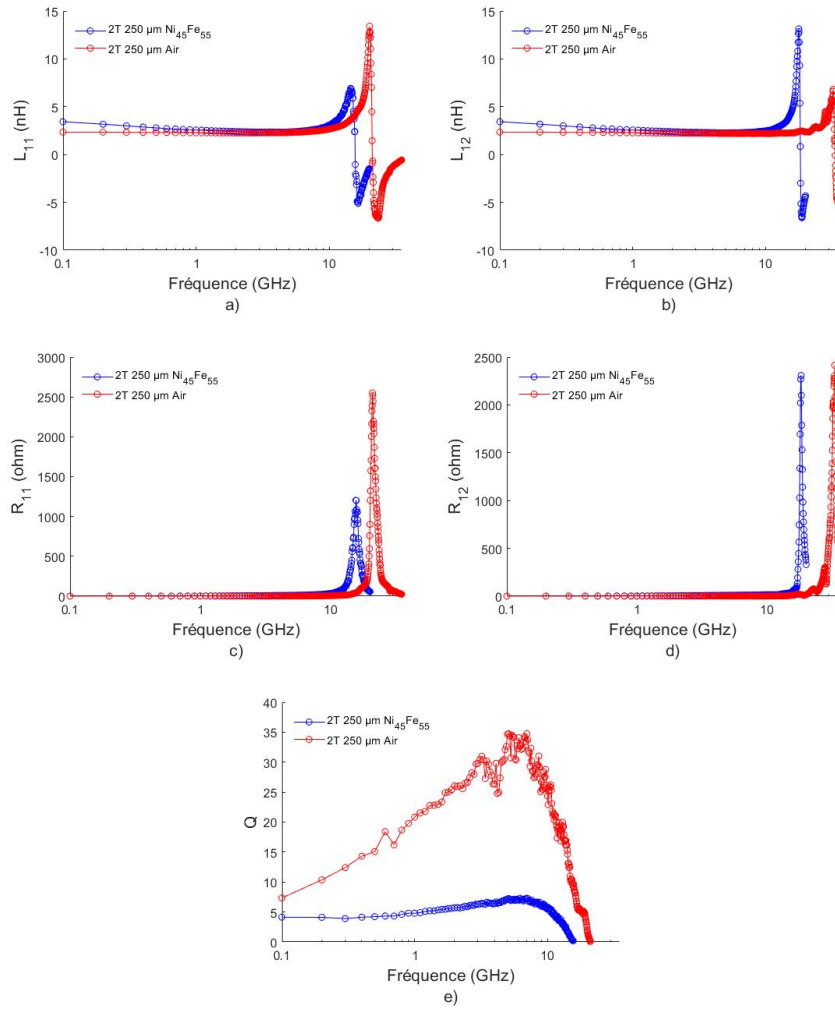


Figure 5-1 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm avec $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœurs magnétiques: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau 5-2 Fréquences de résonance et valeur maximale du facteur de qualité d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœurs magnétiques

Inductances 2T 250 μm	f_{i1} (GHz)		f_{i2} (GHz)		Q_{max}	
	$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	Air	$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	Air	$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	Air
Mesure	15.6	21	18	33.	7.3	34.7
COMSOL	13.5	23.5	15.5	24	8.6	46

La présence du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ amplifie la valeur d'inductance. En effet, la valeur d'inductance est plus élevée entre 100 MHz et 1.3 GHz (figure 5.1.a) et 5.1.b)). La fréquence de résonance est plus faible par rapport à l'inductance sans cœur magnétique (tableau 5.2).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.1)$$

La fréquence de résonance d'une inductance est donnée par la formule 5.1. Cette fréquence dépend notamment des effets capacitifs parasites. Ceci s'explique par le fait que la ligne conductrice n'est plus directement sur le verre. Deux couches la séparent : une couche de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et une couche de SU8-2005. De plus, la partie linéaire de la ligne conductrice est enveloppée par une couche de SU8-2015 pour l'isoler électriquement des couches magnétiques. La permittivité de cette couche est de 4, contre 1 de l'air. Les effets capacitifs sont donc augmentés. Par conséquent, la fréquence de résonance baisse. Le facteur de qualité est plus faible chez l'inductance magnétique. Ceci est dû à la contribution des couches magnétiques dans la résistance totale, qui est au final plus grande que celle d'une inductance sans cœur magnétique. Autre remarque, les fréquences de résonances sont différentes selon la configuration des ports (figure 5-1-b et figure 5-2-b). Pour une configuration différentielle, les capacités parasites liées à un branchement vers la masse sont enlevées. Par conséquent, la fréquence de résonance est plus élevée pour cette configuration. Enfin, pour l'inductance $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$, les valeurs expérimentales sont plutôt conformes avec le modèle COMSOL. Les valeurs des caractéristiques magnétiques ont été modifiées avec les valeurs obtenues expérimentalement. La résistivité a été mesurée dans le chapitre précédemment et la perméabilité relative a été obtenue en l'extrayant à partir des formules théoriques du chapitre 3 (formule 3.3 et 3.4).

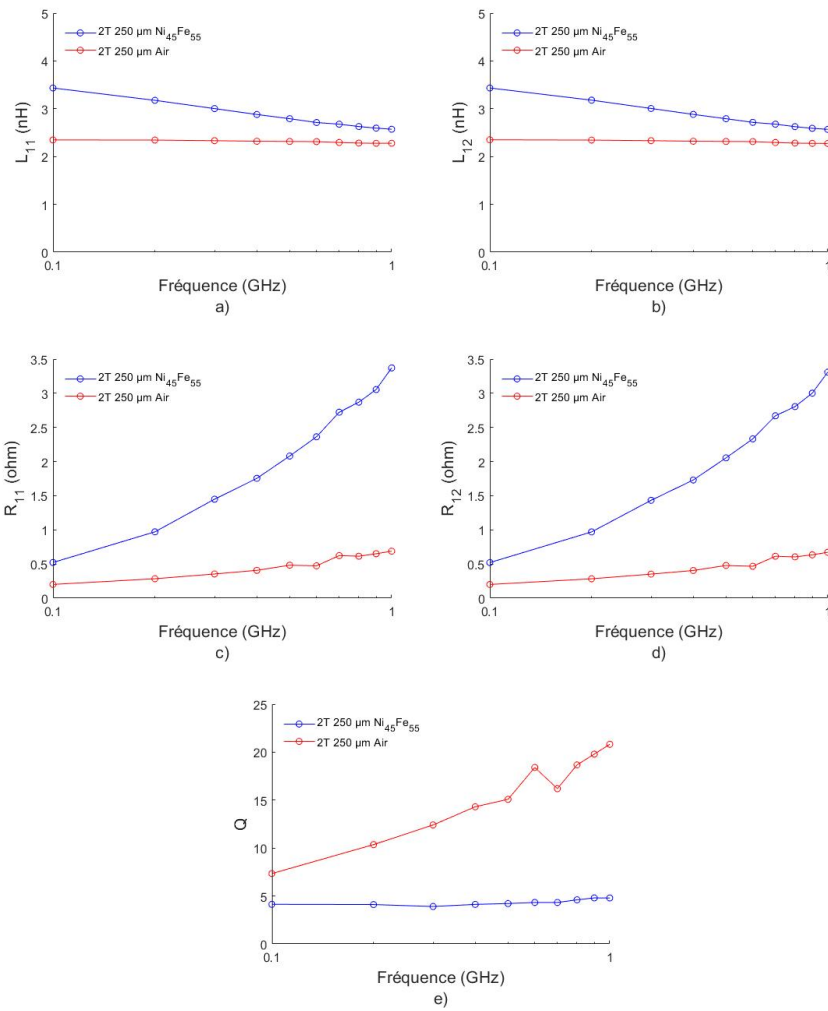


Figure 5-2 Comparaisons des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 µm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœur magnétique: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Le tableau 5-3 regroupe les valeurs des caractéristiques électriques de l'inductance à 100 MHz, car c'est la fréquence d'opération anticipée pour le convertisseur. Pour faciliter la lecture, L_{100MHz} représente les valeurs moyennes de L_{11} et L_{12} à 100 MHz et R_{100MHz} représente les valeurs moyennes de R_{11} et R_{12} à 100 MHz.

Tableau 5-3 Caractéristiques électriques d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et sans cœur magnétique à 100 MHz

Inductances 2T 250 μm	L_{100MHz} (nH)		R_{100MHz} (ohm)		Q	
	$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	Air	$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	Air	$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	Air
Mesure	3.43	2.35	0.52	0.2	4.1	7.3
COMSOL	3.83	2.49	0.26	0.2	8.6	8.8
Calcul	3.01	2.06	0.22	0.17	8.5	7.3

À 100 MHz, une augmentation de 47,5 % de la valeur d'inductance est observée avec l'inductance $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ comparée à l'inductance sans cœur magnétique. De plus, l'ajout du cœur a l'effet d'augmenter la résistance, à cause des courants de Foucault, ce qui dégrade le facteur de qualité (figure 5-2-a et 5-2-b). Les valeurs d'inductance mesurées sont similaires aux valeurs obtenues par COMSOL et par calcul. Cependant, les valeurs de résistance sont plus élevées expérimentalement ce qui peut s'expliquer par des différences apparues lors de la fabrication entre la structure réelle et le modèle comme l'uniformité de l'épaisseur des couches de Cu.

Les tableaux 5-4 et 5-5 résument les caractéristiques des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ par rapport aux inductances sans cœurs magnétiques pour toute configuration d'inductances étudiée. Il faut noter l'absence de l'inductance 6T $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$, car celle-ci n'a pas fonctionné à cause de la présence de court-circuit.

Tableau 5-4 Fréquences de résonance et valeur maximale du facteur de qualité des inductances Ni₄₅Fe₅₅ et sans cœur magnétique

Inductances		f_{11} (GHz)		f_{12} (GHz)		Q_{max}	
		Ni ₄₅ Fe ₅₅	Air	Ni ₄₅ Fe ₅₅	Air	Ni ₄₅ Fe ₅₅	Air
2T 250 μm	Mesure	15.6	21	18.5	33.4	7.3	34.7
	COMSOL	13.5	23.5	15.5	24	8.6	46
2T 500 μm	Mesure	10.5	14.6	12.5	26	4.7	31.4
	COMSOL	7.5	16.3	9.5	16.8	7.2	42
2T 750 μm	Mesure	7.4	11.2	9.1	21.4	4	30
	COMSOL	5.5	14.1	7.5	15.2	6.3	36
2T 1000 μm	Mesure	5.9	10.1	7.5	17.5	3.7	38
	COMSOL	4.1	12	6.2	12.4	5.4	33
2T 1250 μm	Mesure	4.7	7.5	6.1	15.6	5.8	24
	COMSOL	2.5	10.5	5.3	10.8	7.3	32
3T 1250 μm	Mesure	2.7	4.8	3.2	10.8	4.1	24
	COMSOL	1.5	8.1	2.6	8.7	6.6	29
4T 1250 μm	Mesure	1.8	3.3	2.1	7.8	4.4	27.7
	COMSOL	1.1	7.4	1.5	7.9	5.6	28
5T 1250 μm	Mesure	1.2	2.6	1.5	6.2	4.2	26
	COMSOL	1	5.1	1.3	5.2	4.8	31

Les fréquences de résonances ont tendance à diminuer en augmentant la longueur des inductances ou le nombre de tours. En effet, l'équation 5.1 montre que cette fréquence est inversement proportionnelle à la valeur de l'inductance et à la capacitance. Plus la taille de l'inductance est grande, plus la valeur d'inductance est élevée et plus les effets capacitifs sont grands. La fréquence de résonance devient alors plus petite. Les valeurs expérimentales montrent une bonne conformité avec les valeurs obtenues sur COMSOL. Idem, le facteur de qualité maximum est proche des valeurs expérimentales.

Tableau 5-5 Caractéristiques électriques des inductances Ni₄₅Fe₅₅ et sans cœur magnétique à 100 MHz

Inductances		L100MHz (nH)		R100MHz (ohm)		Q	
		Ni ₄₅ Fe ₅₅	Air	Ni ₄₅ Fe ₅₅	Air	Ni ₄₅ Fe ₅₅	Air
2T 250 μm	Mesure	3.43	2.35	0.52	0.2	4.1	7.
	COMSOL	3.83	2.49	0.26	0.2	8.6	8.8
	Calcul	3.01	2.06	0.22	0.17	8.5	7.3
2T 500 μm	Mesure	4.96	3.43	0.78	0.34	4	6.2
	COMSOL	5.34	3.21	0.35	0.24	7.2	4.7
	Calcul	5.13	3.18	0.33	0.25	9.8	7.7
2T 750 μm	Mesure	6.58	4.38	1.05	0.45	3.9	6
	COMSOL	6.97	4.36	0.53	0.38	6.3	8.1
	Calcul	7.37	4.46	0.44	0.34	10.6	8.3
2T 1000 μm	Mesure	8.6	5.38	1.56	0.52	3.5	6.5
	COMSOL	9.12	5.43	0.76	0.46	5.2	7.8
	Calcul	9.71	4.46	0.55	0.41	11.1	8.7
2T 1250 μm	Mesure	10.1	6.36	1.66	0.66	3.8	5.7
	COMSOL	11.1	6.49	0.85	0.61	7.3	6.5
	Calcul	12.12	6.92	0.66	0.52	11.5	8.8
3T 1250 μm	Mesure	16.6	12.1	2.51	1.03	4.15	7.4
	COMSOL	18.21	13.2	1.7	1.1	6.6	6.6
	Calcul	22.3	13.8	1	0.9	13.2	9.6
4T 1250 μm	Mesure	27.8	24.9	4	1.7	4.4	9.2
	COMSOL	30.12	23.5	3.12	1.32	5.6	10.2
	Calcul	34.7	22.8	1.5	1.13	14.5	12.1
5T 1250 μm	Mesure	46.25	30.4	2.9	2.04	4	4.8
	COMSOL	49.25	38.4	3.2	1.83	4	17.2
	Calcul	45.9	32.9	1.91	1.35	15	15

En ce qui concerne les mesures à 100 MHz, comme montrées dans le tableau 5-5, les inductances Ni₄₅Fe₅₅ ont une meilleure valeur d'inductance que les inductances sans cœur magnétique. En général, une amplification de 38 à 60 % est observée. Seule l'inductance 4T a une amplification relativement faible de 10 %. La résistance reste plus élevée avec l'ajout d'un cœur magnétique de Ni₄₅Fe₅₅ et par conséquent le facteur de qualité plus faible. Les valeurs d'inductances sont plutôt conformes aux valeurs théoriques qu'elles soient calculées ou modélisées par COMSOL. Par contre, les valeurs de résistances obtenues par modélisation COMSOL ou par calcul théorique sont en environ deux fois plus élevées que pour les inductances mesurées. Comme mentionné précédemment, il est possible que ceci soit dû à des différences morphologiques entre la réalité et le modèle. Il est possible aussi que le modèle COMSOL sous-estime des effets comme les courants de Foucault ou effets de peau. Pour de grandes inductances (> 750 μ m) ou pour un nombre de tours

plus élevé ($> 2T$), les valeurs de résistances obtenues par le calcul théorique s'approchent des valeurs obtenues par modélisation.

La prochaine section présente les caractéristiques électriques des inductances fabriquées avec un cœur magnétique de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$. L'ensemble des mesures sont disponibles à l'annexe D. Seulement les tableaux résumant les valeurs obtenues comme précédemment pour le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ sont présentés.

Tableau 5-6 Fréquences de résonance et valeur maximale du facteur de qualité d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{20}\text{P}_{80}$ et sans cœur magnétique

Inductances 2T 250 μm	f_{11} (GHz)		f_{12} (GHz)		Q_{max}	
	$\text{Co}_{20}\text{P}_{80}$	Air	$\text{Co}_{20}\text{P}_{80}$	Air	$\text{Co}_{20}\text{P}_{80}$	Air
Mesure	15.5	21	17.8	33.4	6.3	34.7
COMSOL	13.5	23.5	15.5	23.9	9.8	46

Similaire au $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$, les fréquences de résonance et le facteur de qualité des inductances avec $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ sont plus faibles que l'inductance sans cœur magnétique, ce qui est en accord avec les modélisations COMSOL.

Entre 100 MHz et 1 GHz, la valeur d'inductance est aussi augmentée pour le dispositif avec le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$. Elle a tendance aussi à diminuer avec la fréquence. De même, dans cet intervalle, la configuration des ports n'a aucun impact sur les caractéristiques électriques.

Tableau 5-7 Caractéristiques électriques d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et sans cœurs magnétiques à 100 MHz

Inductances 2T 250 μm	$L_{100\text{MHz}}$ (nH)		$R_{100\text{MHz}}$ (ohm)		Q	
	$\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	Air	$\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	Air	$\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	Air
Mesure	3.29	2.35	0.38	0.2	5	7.3
COMSOL	3.01	2.49	0.26	0.2	8.2	8.8
Calcul	2.94	2.06	0.22	0.17	8.4	7.3

Une augmentation de 40 % de la valeur d'inductance est observée avec l'inductance $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$. Comme avec l'inductance $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$, la résistance est plus élevée ce qui réduit le facteur de qualité. Les valeurs mesurées sont aussi proches des valeurs obtenues par COMSOL et par calcul.

Les tableaux ci-dessous résument toutes les caractéristiques des inductances Co₈₀P₂₀ par rapport aux inductances sans cœurs magnétiques.

Comme avec le Ni₄₅Fe₅₅, les fréquences de résonances ont tendance à diminuer plus la taille de l'inductance augmente. À 100 MHz, une augmentation de 33 à 45 % est observée, soit légèrement plus faible que le Ni₄₅Fe₅₅. Une comparaison plus détaillée sera faite à la section 5.1.3. Une bonne conformité est observée avec les valeurs théoriques (calculées ou modélisés par COMSOL) et les valeurs mesurées de l'inductance. Les valeurs de résistances sont proches des valeurs théoriques et des valeurs mesurées, mais l'écart a tendance à augmenter plus l'inductance est grande, notamment entre les valeurs obtenues par les équations et les valeurs mesurées.

Tableau 5-8 Fréquences de résonance et facteur de qualité maximal des inductances Co₈₀P₂₀ et sans cœur magnétique

Inductances		f_{11} (GHz)		f_{12} (GHz)		Q_{max}	
		Co ₈₀ P ₂₀	Air	Co ₈₀ P ₂₀	Air	Co ₈₀ P ₂₀	Air
2T 250 μm	Mesure	15.5	21	17.8	33.4	6.3	35
	COMSOL	13.5	23.5	15.5	24	9.8	46
2T 500 μm	Mesure	9.8	14.6	11.6	26	4.1	31.4
	COMSOL	7.5	16.3	9.5	16.8	7.2	42
2T 750 μm	Mesure	7.4	11.2	8.8	21.4	4.1	30
	COMSOL	5.5	14.1	7.5	15.2	6.3	36
2T 1000 μm	Mesure	6	3.5	7.6	6.5	5	5.2
	COMSOL	9	12.3	16	12.4	26.3	33
2T 1250 μm	Mesure	4.4	7.5	7.7	15.6	5.1	24.4
	COMSOL	2.5	10.5	5.3	11	7.3	32
3T 1250 μm	Mesure	2.5	4.8	3	11	5.2	24
	COMSOL	1.5	8.1	2.6	8.7	6.6	29
4T 1250 μm	Mesure	1.6	3.3	1.8	7.8	6.5	27.7
	COMSOL	1.1	7.4	1.5	7.9	5.6	28
5T 1250 μm	Mesure	1.1	2.6	1.3	6.2	6.4	26
	COMSOL	0.9	5.1	1.3	5.2	4.8	31

Tableau 5-9 Caractéristiques électriques des inductances Co₈₀P₂₀ et sans cœur magnétique à 100 MHz

Inductances		L100MHz (nH)		R100MHz (ohm)		Q	
		Co80P20	Air	Co80P20	Air	Co80P20	Air
2T 250 μm	Mesure	3.29	2.35	0.38	0.2	5	7.3
	COMSOL	3.01	2.49	0.26	0.2	8.2	8.8
	Calcul	2.94	2.06	0.22	0.17	8.4	7.3
2T 500 μm	Mesure	4.92	3.43	0.76	0.34	4	6.2
	COMSOL	5.21	3.21	0.35	0.24	7.2	4.7
	Calcul	5	3.18	0.33	0.25	9.6	7.7
2T 750 μm	Mesure	6.3	4.38	0.85	0.45	4.1	6.08
	COMSOL	6.65	4.36	0.53	0.38	6.3	8.1
	Calcul	7.19	4.46	0.44	0.34	10.36	8.3
2T 1000 μm	Mesure	7.2	5.38	1	0.52	4.1	6.5
	COMSOL	9.12	5.43	0.76	0.46	5.2	7.8
	Calcul	9.25	4.46	0.54	0.41	11.1	8.7
2T 1250 μm	Mesure	9.26	6.36	1.13	0.66	11	5.7
	COMSOL	10.85	6.49	0.86	0.61	7.3	6.5
	Calcul	11.81	6.92	0.65	0.52	11.3	8.8
3T 1250 μm	Mesure	15.9	12.1	1.92	1.03	5.3	7.4
	COMSOL	17.4	13.2	1.75	1.1	6.6	6.6
	Calcul	21.7	13.8	1.05	0.9	13	9.6
4T 1250 μm	Mesure	27.3	24.9	2.64	1.7	6.5	9.2
	COMSOL	29.78	23.5	3.12	1.32	5.6	10.2
	Calcul	33.89	22.8	1.5	1.13	14.3	12.1
5T 1250 μm	Mesure	38.1	30.4	3.74	2.04	6.44	9.3
	COMSOL	47.21	38.4	3.2	1.83	4.8	7.2
	Calcul	45.1	32.9	2	1.35	15	15
6T 1250 μm	Mesure	56.7	43	6	2.6	6.4	10.4
	COMSOL	52.34	42.1	3.3	2.02	7.2	5.15
	Calcul	59.1	45.6	2.3	1.6	15.7	17.8

5.2.1 Comparaison entre les inductances Co80P20 et les inductances Ni45Fe55

Une fois l'impact des matériaux magnétiques montré, il faut déterminer quel matériau magnétique sera sélectionné pour l'application au convertisseur. Cette section présente les caractéristiques électriques des inductances fabriquées avec les deux matériaux.

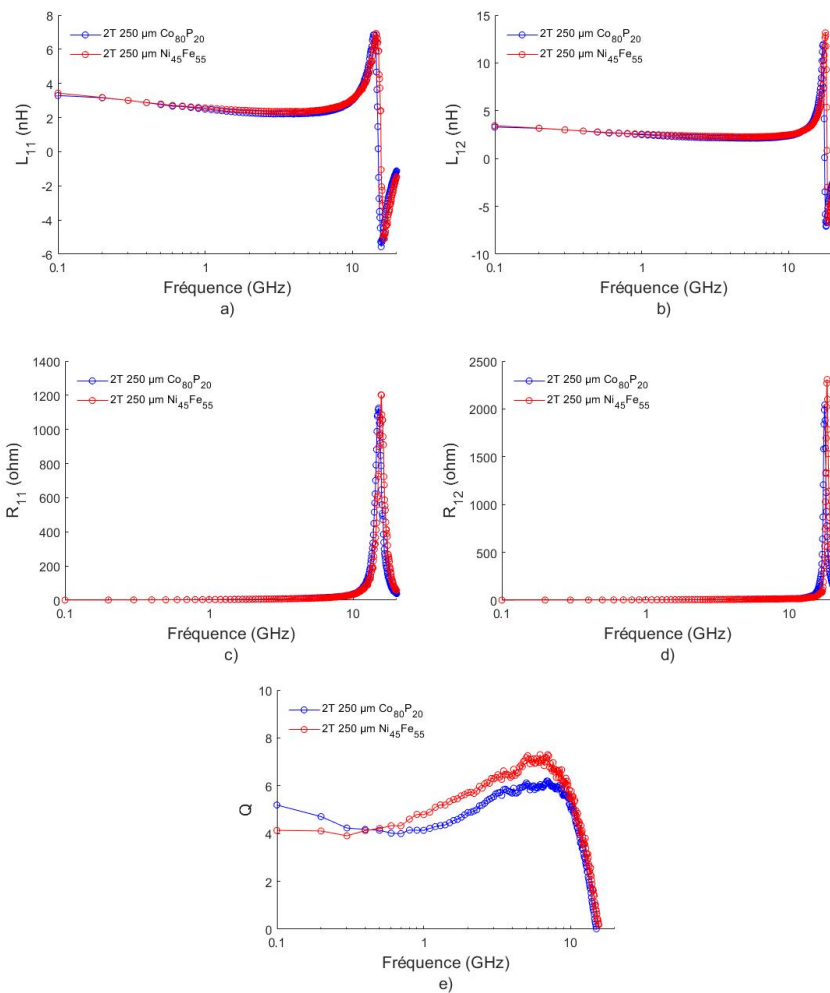


Figure 5-3 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau 5-10 Fréquence de résonance et facteur de qualité maximal des inductances 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$

Inductances 2T 250 μm	f_{11} (GHz)	f_{12} (GHz)	Q_{max}
$\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	15.5	17.8	6.3
$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	15.6	18.5	7.3

La figure 5-3 montre que les caractéristiques électriques sont presque identiques. Le facteur de qualité est plus élevé pour l'inductance de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$, mais devient plus bas plus la fréquence augmente. Les fréquences de résonances sont légèrement plus basses pour l'inductance $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$. La valeur maximale du facteur de qualité est plus élevée pour l'inductance $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$.

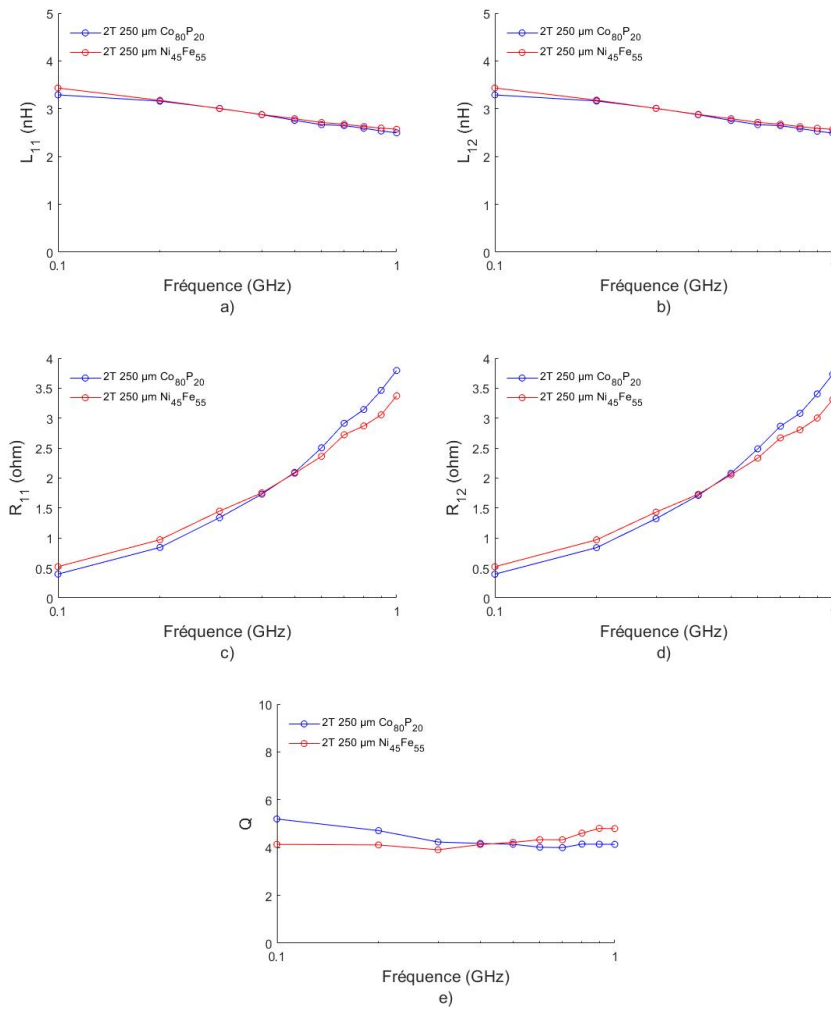


Figure 5-4 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$: a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Entre 100 MHz et 1 GHz, les valeurs d'inductances du Ni₄₅Fe₅₅ sont légèrement plus élevées. Les résistances sont plus élevées pour le Ni₄₅Fe₅₅, mais n'augmentent pas aussi vite que pour le Co₈₀P₂₀, à tel point qu'à partir de 600 MHz, elles sont inférieures. Par conséquent, le facteur de qualité est plus élevé jusqu'à 600 MHz pour le Co₈₀P₂₀. À 100 MHz, l'inductance Ni₄₅Fe₅₅ montre une meilleure augmentation que l'inductance Co₈₀P₂₀, mais une résistance plus élevée et un facteur de qualité plus faible (Tableau 5-11).

Tableau 5-11 Caractéristiques électriques des inductances 2T 250 µm Co₈₀P₂₀ et Ni₄₅Fe₅₅ à 100 MHz

Inductances 2T 250 µm	L_{100MHz} (nH)	R_{100MHz} (ohm)	Q
Co ₈₀ P ₂₀	3.29	0.38	5
Ni ₄₅ Fe ₅₅	3.43	0.52	4.1

Les tableaux ci-dessous comparent toutes les inductances Co₈₀P₂₀ et Ni₄₅Fe₅₅ entre elles. Toutes les inductances suivent les mêmes tendances. Les fréquences de résonance sont légèrement plus basses pour les inductances Co₈₀P₂₀. L'amplification et le facteur de qualité maximal sont plus élevés pour les inductances Ni₄₅Fe₅₅ (Tableau 5-12), mais à 100 MHz le facteur de qualité est plus élevé pour les inductances Co₈₀P₂₀ (Tableau 5-13).

Tableau 5-12 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co₈₀P₂₀ et Ni₄₅Fe₅₅

Inductances 2T	f_{11} (Co ₈₀ P ₂₀)	f_{11} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	f_{12} (Co ₈₀ P ₂₀)	f_{12} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	Q_{max} (Co ₈₀ P ₂₀)	Q_{max} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)
250 µm	15.55	15.65	17.85	18.35	6.33	7.19
500 µm	9.85	10.5	11.65	12.5	4.14	4.72
750 µm	7.45	7.45	8.85	9.15	4.13	4
1000 µm	6.05	5.95	7.65	7.55	5.06	3.75
1250 µm	4.45	4.75	7.75	6.15	5.11	3.82
3T 1250 µm	2.55	2.75	3.05	3.25	5.19	4.15
4T 1250 µm	1.65	1.85	1.85	2.15	6.49	4.42
5T 1250 µm	1.15	1.25	1.35	1.55	6.44	4.25
6T 1250 µm	0.85	-	0.95	-	6.37	-

Tableau 5-13 Comparaison des caractéristiques électriques entre des inductances Co₈₀P₂₀ et Ni₄₅Fe₅₅ à 100 MHz

Inductances 2T	L_{100MHz} Co₈₀P₂₀ (nH)	L_{100MHz} Ni₄₅Fe₅₅ (nH)	R_{100MHz} Co₈₀P₂₀ (ohm)	R_{100MHz} Ni₄₅Fe₅₅ (ohm)	Q Co₈₀P₂₀	Q Ni₄₅Fe₅₅
2T 250 μm	3.29	3.43	0.39	0.52	5.2	4.1
2T 500 μm	4.92	4.96	0.76	0.8	4	4
2T 750 μm	6.3	6.58	0.85	1	4.1	3.9
2T 1000 μm	7.2	8.6	1	1.56	4.1	3.5
2T 1250 μm	9.26	10.1	1.1	1.66	5.1	3.8
3T 1250 μm	15.9	16.6	1.9	2.51	5.2	4.1
4T 1250 μm	27.3	27.8	2.6	3.9	6.5	4.4
5T 1250 μm	38.1	46.5	3.7	2.9	6.4	4
6T 1250 μm	56.7	-	5.6	-	6.4	-

En comparant avec les valeurs de COMSOL utilisant les valeurs théoriques des caractéristiques des matériaux magnétiques (tableau 3-3), l'amplification des inductances n'est pas aussi grande qu'attendu. L'amplification des inductances est à peu près 1.5 fois moins grande pour les inductances Ni₄₅Fe₅₅ et 1.2 fois moins grande pour les inductances Co₈₀P₂₀. Ceci est probablement dû à une perméabilité plus faible à 100 MHz que prévu. Il est possible que les inductances soient dans une situation telle que mentionnée dans les travaux de Wang [1] où la fréquence de coupure du matériau magnétique est moins élevée et par conséquent la perméabilité est plus faible à la fréquence d'opération. Cette baisse est possiblement due à la forme rectangulaire de la 2^{ème} couche magnétique [23].

5.3 Impact du substrat sur les performances de l'inductance

Le verre a été choisi comme matériau de substrat dès le début, car ce matériau présentait des paramètres électriques qui pourraient avoir des bénéfices sur les propriétés des inductances. Il fallait tout de même déterminer si le verre était un meilleur choix que le Si. Le substrat Si utilisé est un substrat standard ayant une permittivité de 11 et une résistivité de 10 Ω .cm. Des inductances ont donc été fabriquées sur du silicium afin de comparer leurs performances.

5.3.1 Comparaison des inductances sans cœur magnétique fabriquées sur verre et Si

Cette première section compare les performances des inductances sans cœur magnétique sur des substrats de verre et silicium.

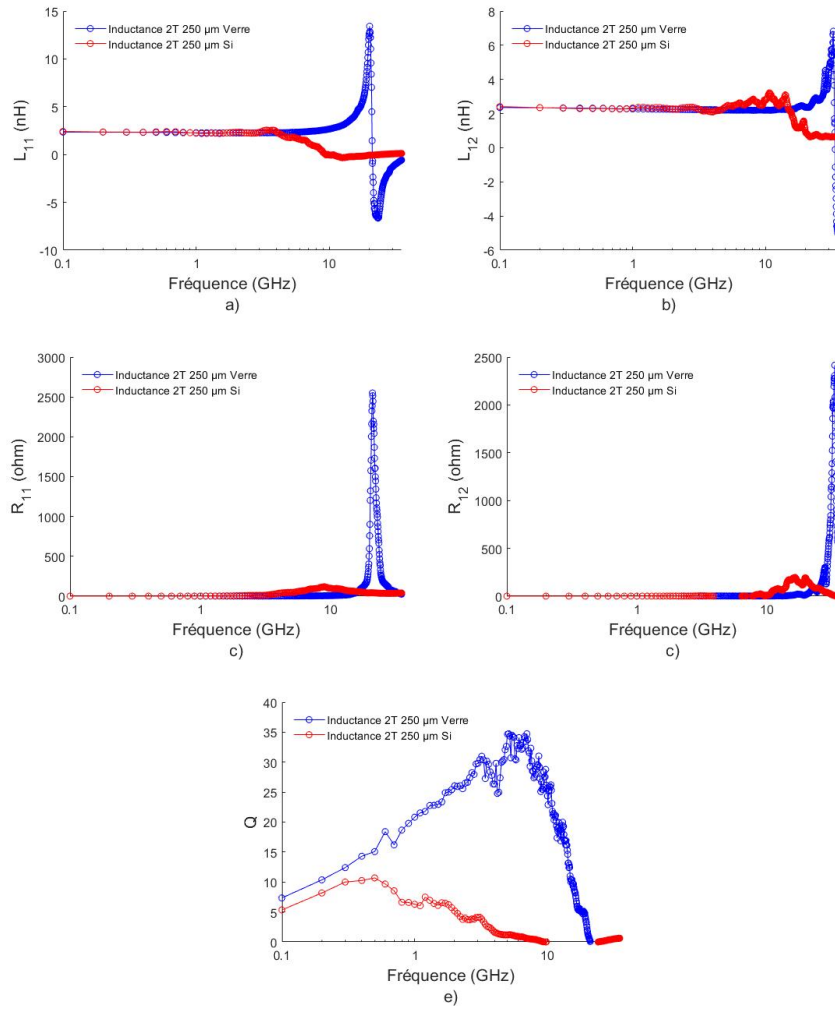


Figure 5-5 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm sans cœur magnétique fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

La figure 5-5 illustre bien les avantages du verre sur le Si. Tout d'abord, les fréquences de résonances sont inférieures de 10 GHz pour les inductances sur Si quelle que soit la configuration des ports (tableau 5-14). Ensuite, le facteur de qualité Q est en général supérieur pour les

inductances sur verre avec une valeur maximale de 34 contre de 9 pour le Si. Les inductances sur verre auront une meilleure performance que les inductances sur Si.

Tableau 5-14 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances 2T 250 μm sans cœur magnétique fabriquée sur verre et Si

Inductances 2T 250 μm	f_{11} (GHz)	f_{12} (GHz)	Q_{max}
Verre	21.05	33.45	34.7
Si	9.35	21.25	9

Le Tableau 5-15 compare les caractéristiques électriques de toutes les inductances sans cœurs magnétiques fabriquées sur verre à celles fabriquées sur Si. Toutes les inductances fabriquées sur verre présentent des meilleures caractéristiques : fréquences de résonances de 2 à 15 GHz plus élevées, facteur de qualité 4 à 5 fois plus élevés. Ainsi, pour les inductances sans cœurs magnétiques, le verre présente un atout majeur. Ceci s'explique par le fait que la permittivité du verre est nettement moins élevée que le Si. Par conséquent, les effets des capacités parasites sont moins importants sur le verre.

Tableau 5-15 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques sur verre et Si

Inductances	f_{11} (Verre)	f_{11} (Si)	f_{12} (Verre)	f_{12} (Si)	Q_{max} (Verre)	Q_{max} (Si)
250 μm	21	15.6	33.	21.2	34.7	9
500 μm	14.6	7	25.9	10.6	31.4	7.5
750 μm	11.2	6.3	21	7.7	30	6.8
1000 μm	9.8	3.6	16	5.1	26	7.2
1250 μm	7.5	1.1	15.6	4.	24	7.4
3T	4.8	0.52	10.8	1.2	24	7.2
4T	3.3	0.4	7.8	0.8	28.8	6.8
5T	2.6	0.3	6.2	0.5	26	5.2
6T	2.	0.2	4.9	0.2	24	5.3

5.3.2 Comparaison des inductances avec cœurs magnétiques fabriquées sur verre et Si

Dans la partie précédente, les inductances sans cœur magnétique fabriquées sur verre présentent de meilleures caractéristiques. Il faut maintenant déterminer si c'est toujours le cas avec les inductances avec cœurs magnétiques.

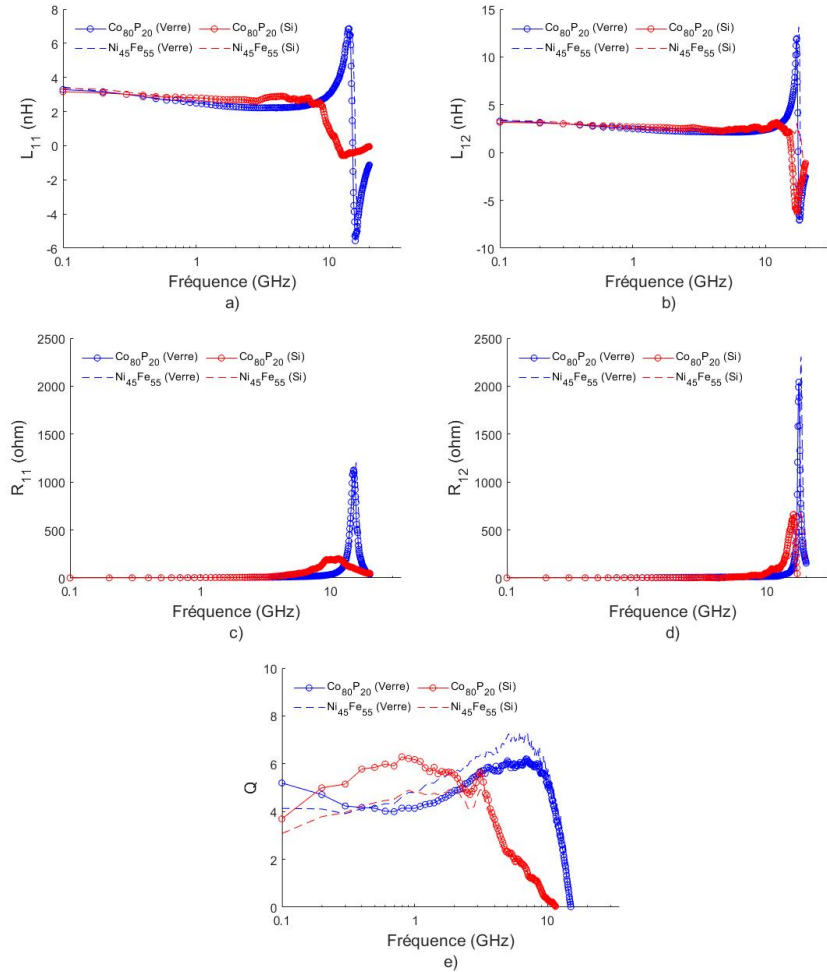


Figure 5-6 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

La figure 5-7 montre que l'impact du substrat sur l'inductance $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ est moins important que pour l'inductance sans cœurs magnétiques. Les fréquences de résonances sont plus proches. Le facteur de qualité reste supérieur pour le verre, mais la différence avec le Si n'est pas aussi importante que pour l'inductance sans cœurs magnétiques. L'influence moins importante du substrat sur les caractéristiques électriques s'explique par la structure de l'inductance magnétique. En effet, il fallait isoler la couche conductrice de la 1^{ère} couche magnétique par une couche isolante de SU8-2005. Cette couche sépare le substrat de la couche conductrice. Elle minimise donc l'impact du substrat. Ceci est bénéfique pour les inductances sur Si car la résistivité est de $10\ \Omega\cdot\text{cm}$ contre 10^{14} pour le verre et une permittivité de 11 contre 3 pour le verre. Ceci dit, aux vues des courbes de la figure 5.7, les courbes de l'inductance sur Si sont moins propres que celles de l'inductance sur verre. Il reste des effets parasites liés au substrat.

Le tableau 5-16 compare toutes les inductances fabriquées sur verre et Si. Les fréquences de résonances sont plus proches avec f_{11} supérieurs pour le verre et f_{12} supérieurs avec le Si. Le pic de facteur qualité a tendance à être semblable. Ainsi, le substrat n'a pas un impact important sur les inductances magnétiques. Malgré tout, pour le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$, les inductances sur verre montrent en général de meilleures caractéristiques. Les fréquences de résonances et le facteur de qualité sont supérieurs. L'aspect mitigé observé sur les inductances de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ pourrait s'expliquer par des différences obtenues lors de la fabrication : différence d'épaisseurs plus ou moins importantes du Cu ou du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$. Ainsi, le verre peut avoir un aspect positif pour les inductances magnétiques. Par contre pour notre application à 100 MHz, cette amélioration des performances est moins importante et indique qu'un substrat de Si pourrait être utilisé sans compromettre les performances électriques.

Tableau 5-16 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ fabriquées sur verre et Si

Inductances		f_{11} (GHz)		f_{12} (GHz)		Q_{max}	
		$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	$\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	$\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	$\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$	$\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$
2T 250 μm	Verre	15.65	15.55	18.35	17.85	7.19	6.33
	Si	12.2	11.55	18.85	15.75	6.21	6.21
2T 500 μm	Verre	10.5	9.85	12.5	11.65	4.72	4.14
	Si	8.85	8.45	13.35	10.75	4.58	5.08
2T 750 μm	Verre	7.45	7.45	9.15	8.85	4	4.13
	Si	6.95	6.55	9.75	8.05	4.59	4.17

2T 1000 μm	Verre	5.95	6.05	7.55	7.65	3.75	5.06
	Si	5.35	5.45	7.35	7.15	4.59	3.55
2T 1250 μm	Verre	4.75	4.45	6.15	7.75	5.85	5.11
	Si	3.65	3.65	5.15	5.15	4.24	4.24
3T 1250 μm	Verre	2.75	2.55	3.25	3.05	4.15	5.19
	Si	2.65	2.35	2.85	2.55	2.88	5.14
4T 1250 μm	Verre	1.85	1.65	2.15	1.85	4.42	6.49
	Si	1.75	1.55	2.25	1.45	4.72	5.67
5T 1250 μm	Verre	1.25	1.15	1.55	1.35	4.25	6.44
	Si	-	1.35	-	0.95	-	4.94
6T 1250 μm	Verre	-	0.85	-	0.95	-	6.37
	Si	0.35	0.55	0.85	0.85	1.42	5.31

5.4 Modèle analytique

La résonance d'une inductance peut être modélisée par un circuit élémentaire et éventuellement utilisé comme modèle SPICE dans un circuit électronique plus complexe.

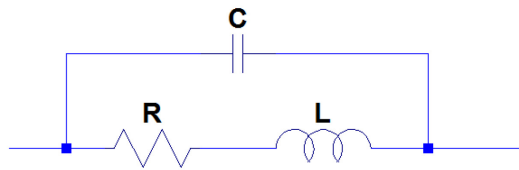


Figure 5-7 Circuit électrique équivalent d'une inductance

Le circuit équivalent d'une inductance non idéale est souvent représenté comme un circuit RLC (figure 5-7) avec la résistance R en série l'inductance L et en parallèle avec la capacité parasite C entre les lignes métalliques. Ce modèle permet de modéliser la fréquence de résonance. Cependant, il ne prend pas en compte l'impact du substrat.

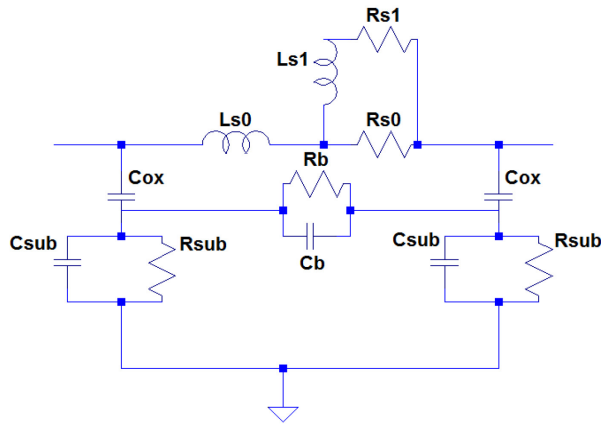


Figure 5-8 Circuit électrique équivalent d'une inductance avec cœurs magnétiques avec présence du substrat

En se basant sur des modèles d'inductance spirale sur silicium [59]–[62], le circuit équivalent d'une inductance de type *racetrack* avec cœur magnétique sur verre devient un circuit à douze éléments (figure 5-8). Le substrat est modélisé par le couplage C_{sub} et R_{sub} branché à la masse. C_{ox} correspond à la couche de SU8 qui isole la ligne conductrice au matériau magnétique et au substrat. L'inductance est représentée par L_{s0} et R_{s0} . Pour modéliser l'augmentation de la résistance en fonction de la fréquence due aux effets de peaux et de proximité, deux éléments L_{s1} et R_{s1} ont été ajoutés en parallèle à R_{s0} . C_b et R_b correspondent au couplage entre les lignes métalliques. Le circuit équivalent peut être divisé en deux : la partie du haut qui comprend les éléments L_{s0} , R_{s0} , L_{s1} et R_{s1} et la partie basse qui comprend les éléments C_{ox} , C_{sub} , R_{sub} , C_b et R_b . Le circuit peut dans ce cas être assimilé à un circuit en π (Figure 5-10).

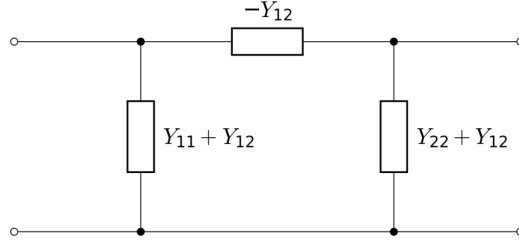


Figure 5-9 Circuit équivalent en π

Dans les plus basses fréquences (entre 100 MHz et 1 GHz), la contribution du substrat est négligeable. La partie du bas peut être ignorée. Ainsi, les éléments L_{s0} , R_{s0} , L_{s1} et R_{s1} peuvent être extraits. Dans ce cas, l'impédance du circuit devient :

$$Z(f) = \text{real} \left(-\frac{1}{Y_{12}(f)} \right) + j \text{imag} \left(-\frac{1}{Y_{12}(f)} \right) \quad (5.2)$$

$$\text{real} \left(-\frac{1}{Y_{12}(f)} \right) = R_{s0} \frac{R_{s1}(R_{s0} + R_{s1}) + (2\pi f)^2 L_{s1}^2}{(R_{s0} + R_{s1})^2 + (2\pi f)^2 L_{s1}^2} \quad (5.3)$$

$$\text{imag} \left(-\frac{1}{Y_{12}(f)} \right) = R_{s0} + \frac{R_{s0}^2 L_{s1}}{(R_{s0} + R_{s1})^2 + (2\pi f)^2 L_{s1}^2} \quad (5.4)$$

Lorsque la fréquence tend vers zéro, les équations 5.3 et 5.4 deviennent alors :

$$R_{DC} = \text{real} \left(-\frac{1}{Y_{12}(0)} \right) = \frac{R_{s0} R_{s1}}{(R_{s0} + R_{s1})} \quad (5.5)$$

$$L_{DC} = \text{imag} \left(-\frac{1}{Y_{12}(0)} \right) = R_{s0} + \frac{R_{s0}^2 L_{s1}}{(R_{s0} + R_{s1})^2} \quad (5.6)$$

Par la suite, en enlevant les valeurs DC, deux nouvelles équations sont obtenues :

$$\text{real} \left(-\frac{1}{Y_{12}(f)} \right) - R_{DC} = T \left(L_{DC} - \text{imag} \left(-\frac{1}{Y_{12}(f)} \right) \right) \quad (5.7)$$

$$\text{real} \left(-\frac{1}{Y_{12}(f)} \right) - R_{DC} = M \frac{1}{\left(1 + \left(\frac{T}{2\pi f} \right)^2 \right)} \quad (5.8)$$

$$T = \frac{R_{s0} + R_{s1}}{L_{s1}} \quad (5.9)$$

$$M = R_{s0} - R_{s1} \quad (5.10)$$

Les courbes de $real\left(-\frac{1}{Y_{12}(f)}\right) - R_{DC}$ en fonction de $L_{DC} - imag\left(-\frac{1}{Y_{12}(f)}\right)$ ainsi que $real\left(-\frac{1}{Y_{12}(f)}\right) - R_{DC}$ en fonction de $\frac{1}{\left(1 + \left(\frac{T}{2\pi f}\right)^2\right)}$ devraient montrer une relation linéaire.

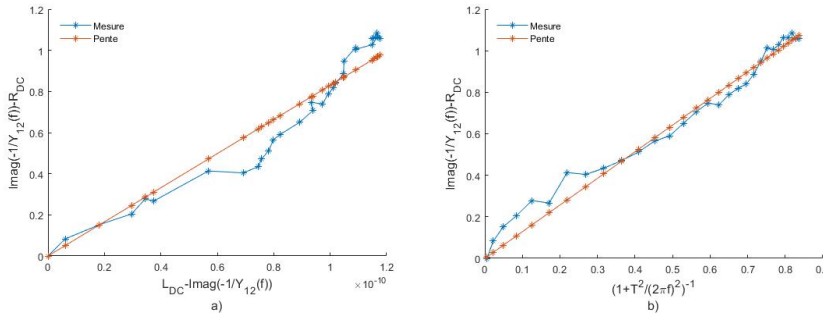


Figure 5-10 Courbes des formules 5.7 et 5.8

La Figure 5-11 montre le profil de ces courbes pour une inductance 2T de 250 μm . Une tendance linéaire est observée. La pente des courbes a) et b) correspond à T et M respectivement. Une fois les valeurs T et M obtenus, les éléments du circuit L_{s0} , R_{s0} , L_{s1} et R_{s1} peuvent être obtenus à partir des équations suivantes :

$$R_{s0} = M + R_{DC} \quad (5.11)$$

$$R_{s1} = \frac{R_{s0} R_{DC}}{M} \quad (5.12)$$

$$L_{s0} = L_{DC} - \frac{M}{T} \quad (5.13)$$

$$L_{s1} = \frac{R_{s0} - R_{DC}}{T} \quad (5.14)$$

Les paramètres C_{ox} , C_{sub} , R_{sub} et C_b peuvent être obtenus par les formules suivantes [63]–[65]:

$$C_{ox} = \frac{0.5 \text{Aire} \epsilon_0 \epsilon_{oxi}}{t_{ox}} \quad (5.15)$$

$$C_{sub} = \frac{0.5 \text{Aire} \epsilon_{sub} \epsilon_0}{t_{sub}} \quad (5.16)$$

$$R_{sub} = \frac{2 t_{sub} \sigma_{sub}}{\text{Aire}} \quad (5.17)$$

$$C_b = \frac{N w^2 \epsilon_{oxi} \epsilon_0}{t_{pont}} \quad (5.18)$$

Aire et *w* correspond à la surface occupée par l'inductance et la largeur de la ligne conductrice. ϵ_{sub} , σ_{sub} et t_{sub} correspondent respectivement à la permittivité du substrat, la conductivité du substrat et

l'épaisseur du substrat. t_{ox} correspond à l'épaisseur de la couche isolante. ϵ_{Oxi} et t_{pont} correspondent à la permittivité du pont (SU8) et à son épaisseur. R_b représente les fuites entre les lignes métalliques. Le tableau ci-dessous regroupe les valeurs des paramètres énoncés précédemment.

Tableau 5-17 Valeurs des paramètres

Paramètres	W (μm)	ϵ_{sub}	σ_{sub} (S/m)	t_{sub} (μm)	t_{ox} (μm)	ϵ_{Oxi}	t_{pon} (μm)
Valeurs	40	3	1e-18	500	15	4	15

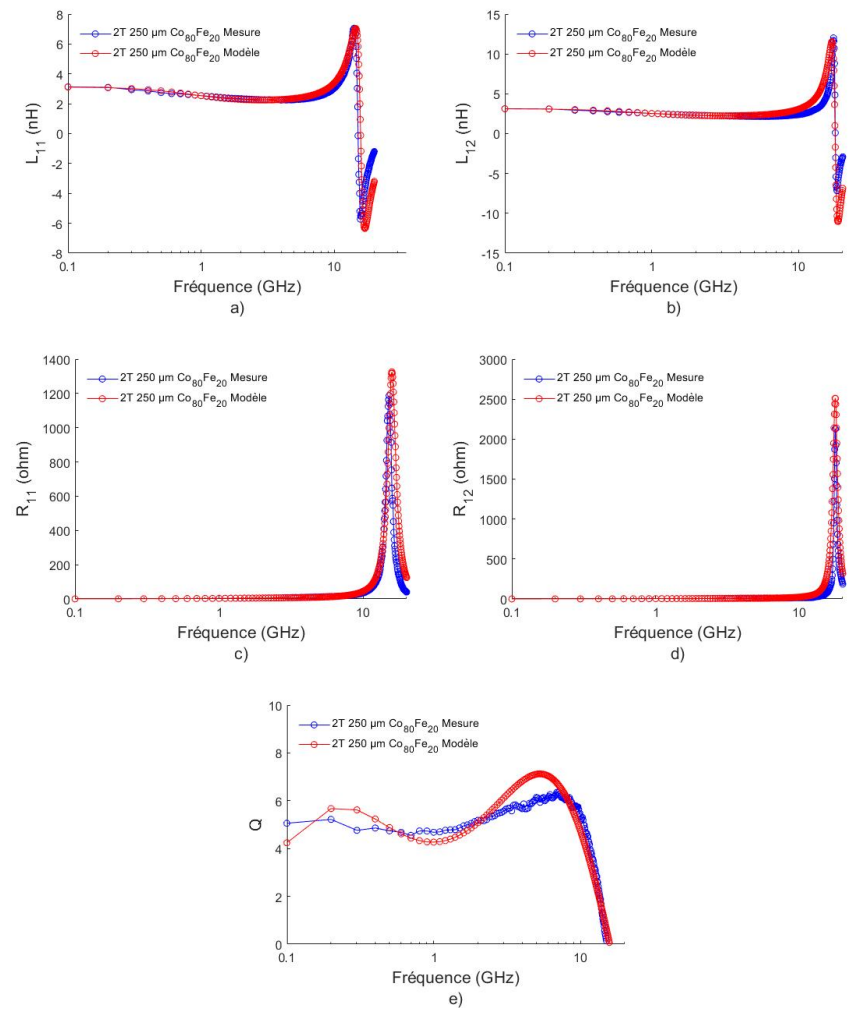


Figure 5-11 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm Co₈₀P₂₀ obtenus par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau 5-18 Fréquences de résonance et facteur de qualité maximal des inductances 2T 250 μm Co₈₀P₂₀ mesurés et obtenus par le modèle circuit équivalent

Inductances 2T 250 μm	f_{11} (GHz)	f_{12} (GHz)	Q_{max}
Mesure	15.5	17.8	6.3
Analytique	15.7	17.7	7.1

Le modèle proposé permet une bonne modélisation d'une inductance magnétique. Les courbes ont tendance à bien se superposer. Les caractéristiques électriques f_{11} , f_{12} et Q_{max} sont presque identiques (Tableau 5-18).

À 100 MHz, les valeurs d'inductance obtenues par ce modèle sont très similaires aux valeurs mesurées sur des inductances avec cœur magnétique de Co₈₀P₂₀ (Tableau 5-19).

Tableau 5-19 Caractéristiques électriques des inductances 2T 250 μm Co₈₀P₂₀ mesurés et modélisés par circuit équivalent à 100 MHz

Inductances 2T 250 μm	$L_{100\text{MHz}}$ (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ (Ohm)	Q
Mesure	3.29	0.38	5
Modèle	3.11	0.46	4.2

Les tableaux ci-dessous comparent les mesures expérimentales de toutes les inductances Co₈₀P₂₀ aux caractéristiques obtenues à partir du circuit équivalent. Une bonne conformité entre les valeurs expérimentales et les valeurs issues du circuit équivalent est aussi observée. Ainsi, le modèle à circuit équivalent développé montre une bonne concordance avec les dispositifs fabriqués. Ce modèle fonctionne aussi bien avec les inductances Ni₄₅Fe₅₅ et, avec quelques modifications, les inductances sans cœurs magnétiques. Les résultats se trouvent dans l'Annexe D

Tableau 5-20 Fréquences de résonance et facteur de qualité maximale des inductances Co₈₀P₂₀ mesurées et modélisées par circuit équivalent

Inductances	f_{11} (Mesure)	f_{11} (Modèle)	f_{12} (Mesure)	f_{12} (Modèle)	Q_{max} (Mesure)	Q_{max} (Modèle)
2T 250 μm	15.55	15.6	17.8	17.5	6.3	7.5
2T 500 μm	9	1	11	11.7	4.1	5.9
2T 750 μm	7	7.3	8.8	8.6	4.1	3.4
2T 1000 μm	6	5.	7.6	7.4	5	4.6
2T 1250 μm	4.4	4.5	7.7	7.6	5.1	4.5
3T 1250 μm	2.5	2.3	3	3.2	5.2	5.2
4T 1250 μm	1.6	1.8	1.8	2.1	6.5	4
5T 1250 μm	1.1	1.2	1.3	1.3	6.4	4.1
6T 1250 μm	0.8	0.8	0.9	1	6.4	4.3

Tableau 5-21 Caractéristiques électriques des inductances Co₈₀P₂₀ mesurées et modélisées par circuit équivalent à 100 MHz

Inductances	$L_{100\text{MHz}}$ Mesure (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ Modèle (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ Mesure (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ Modèle (ohm)	Q Mesure	Q Modèle
250 μm	3.29	3.38	0.39	0.65	5.19	3.25
500 μm	4.92	4.88	0.76	1	4.02	3.05
750 μm	6.3	6.21	0.85	1.27	4.13	3.06
1000 μm	7.2	7.15	1.03	1.25	4.09	3.59
1250 μm	9.26	9.19	1.13	1.44	5.11	3.92
3T 1250 μm	15.9	15.84	1.92	2.73	5.19	4.58
4T 1250 μm	27.3	27.23	2.64	3.66	6.49	4.65
5T 1250 μm	38.1	38.47	3.74	5.26	6.44	4.59
6T 1250 μm	56.7	56.63	5.59	8.24	6.37	4.31

5.5 Conclusion

De nombreuses inductances ont pu être fabriquées et caractérisées. Le fait d'avoir des inductances de différentes tailles permet d'obtenir une plage étendue de valeurs d'inductances afin de répondre à différentes applications. Dans notre cas, les mesures montrent que les inductances ont une valeur allant de quelques nH à quelques dizaines de nH.

Les mesures confirment que l'utilisation de couches magnétiques permet d'amplifier la valeur d'inductance. Pour les inductances Ni₄₅Fe₅₅, la valeur d'inductance augmente de 38 à 60%. Pour les inductances Co₈₀P₂₀, la valeur d'inductance augmente de 33 à 45%, mais avec un facteur de qualité plus élevé. Entre les deux couches magnétiques, les inductances Ni₄₅Fe₅₅ présentent une

meilleure amplification, mais leurs facteurs de qualité sont globalement plus faibles, notamment pour les inductances de plus grandes tailles.

Le substrat a un impact sur les inductances, notamment pour les inductances sans cœurs magnétiques. La fréquence de résonance et le facteur de qualité sont plus élevés pour les inductances fabriquées sur verre. Pour les inductances à cœurs magnétiques, l'influence du substrat est certes réduite dû à la présence de la couche isolante, mais les inductances sur verre présentent tout de même de meilleures caractéristiques.

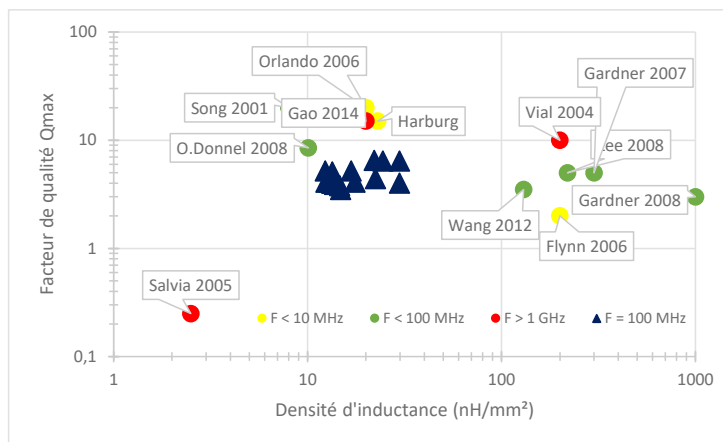
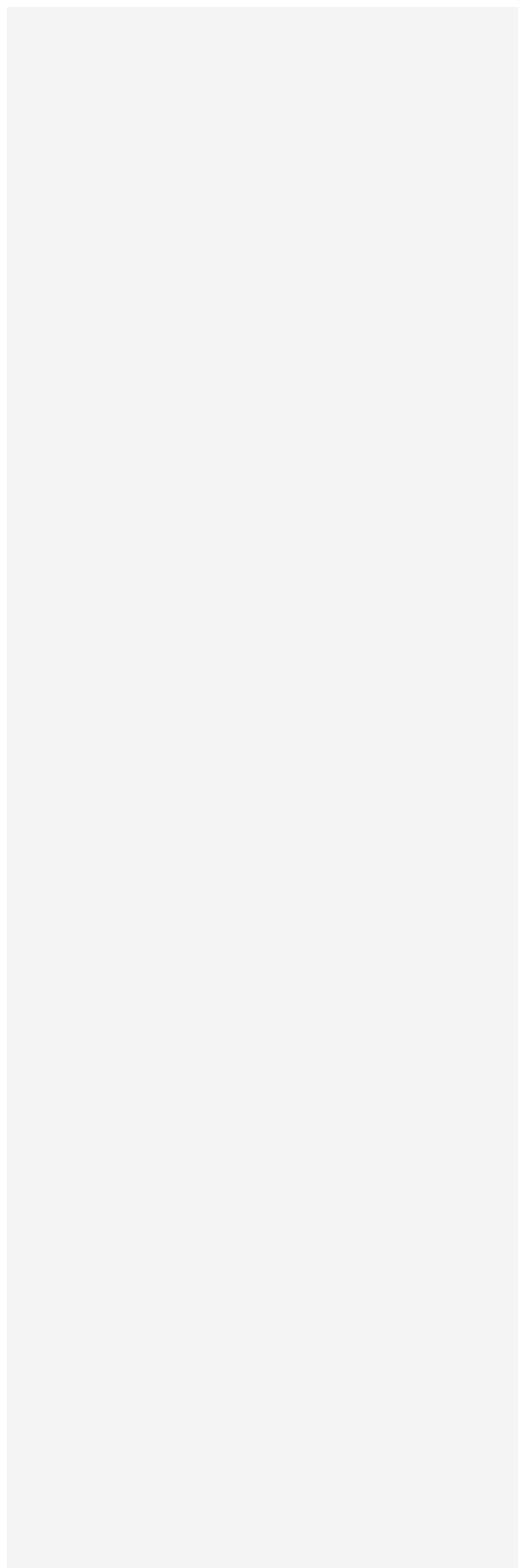


Figure 5-12 Comparaison de la performance des inductances $Ni_{45}Fe_{55}$ et $Co_{80}P_{20}$ par rapport à la littérature

La figure 5-12 montre où se situent les inductances fabriquées par rapport à différentes publications en fonction de la densité d'inductance et le facteur de qualité Q_{max} . Nos inductances se situent à peu près au milieu. Il faut noter que la fréquence d'opération n'est pas la même pour toutes les inductances. Les inductances développées dans cette thèse n'ont pas été testées à des fréquences inférieures à 100 MHz dus à des limitations de l'équipement de mesure. Comme vu dans la littérature [6], les inductances à cœurs magnétiques déposées par électrodéposition restent moins performantes que celles à cœurs magnétiques déposées par pulvérisation. Cependant, nos inductances peuvent fonctionner jusqu'à 500 MHz.

Le prochain chapitre montrera le développement d'un convertisseur DC-DC sur verre. Le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ est choisi comme matériau magnétique pour les inductances, car elles présentent non seulement une résistance plus faible et un meilleur facteur de qualité à 100 MHz, mais aussi un procédé de fabrication plus simple. En effet, la fabrication des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ comporte moins d'étapes et le temps de dépôt du matériau magnétique est largement plus rapide (1 min contre 60 min). Cette fabrication aurait un coût inférieur à celle du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et est donc plus intéressante à industrialiser. Ces deux aspects justifient le choix comme matériau pour l'application à un convertisseur DC-DC. La conception de l'inductance (taille, longueur, nombre de tours,...) dépendra des spécificités du convertisseur. Même si l'impact du verre sur les performances des inductances à cœurs magnétiques est minime, l'interposeur sera toujours en verre pour avoir une démonstration d'un convertisseur DC-DC sur verre et non de silicium comme on trouve dans la littérature. En termes de coût, cela pourrait être aussi avantageux puisqu'il est possible pour le verre d'être en forme de panel qui a une plus grosse surface que les gaufres en siliciums.



Chapitre 6 Développement et fabrication d'un convertisseur DC-DC sur un interposeur en verre

Le chapitre 6 décrit le développement d'un convertisseur DC-DC fabriqué sur un interposeur en verre. Cette partie du projet a été réalisée en collaboration avec IBM Zurich, notamment dans le développement des masques de photolithographie de l'interposeur.

Les caractéristiques du convertisseur DC-DC sont d'abord présentées. Ensuite, les étapes de fabrications et d'assemblage sont décrites. Enfin, les caractérisations électriques sont montrées.

6.1 Convertisseur DC-DC

6.1.1 Spécifications visées

Le tableau ci-dessous montre les spécifications visées du convertisseur DC-DC. Le convertisseur vise donc à réduire une tension d'entrée de 1,7 V à 0,6-1,1 V. La tension de sortie ne doit pas varier de 0,2 % du V_{out} visé ($V_{out,ripple}$). Ceci est dû à la variation périodique résiduelle d'un signal initialement alternatif qui a été transformé en signal continu. Le $V_{out,droop}$ permet de compenser les variations de tension apportée par les transitions de charges.

Tableau 6-6-1 Spécifications visées du convertisseur DC-DC

Paramètres	Spécifications
V_{in}	1,7 V
V_{out}	0,6-1,1 V
Efficacité	90 %
PMIC densité de puissance	30 mW/mm ²
Interposeur densité de puissance	4 W/mm ²
$V_{out,ripple}$	0,2 % V_{out}
$V_{out,droop}$	10 mV
P_{out}	1 W

6.1.2 Connectivités du circuit

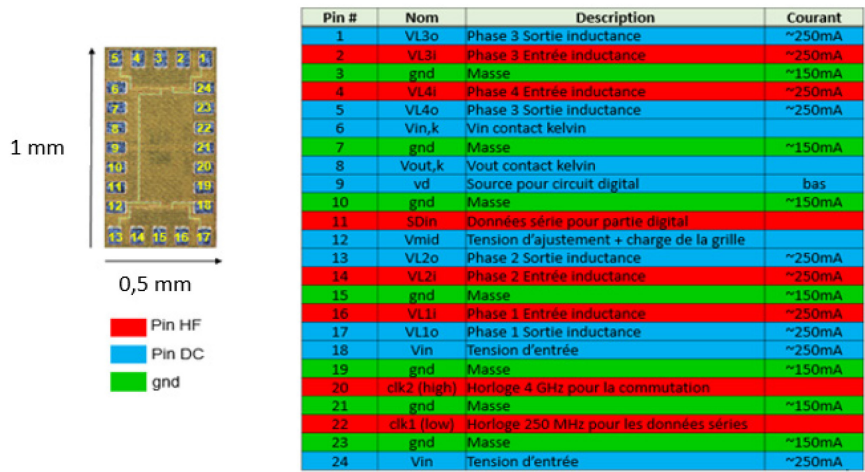


Figure 6-1 Configuration des pins du PMIC

Le PMIC est une puce de silicium de 1 mm de long sur 0.5 mm de large. Cette puce est le cœur du convertisseur DC-DC. Elle est à quatre phases, c’est-à-dire qu’il y a quatre circuits buck en parallèle. Cette puce ne comporte que les transistors du convertisseur fabriqué avec la technologie TSMC 130nm. Les inductances et les capacités seront fabriquées ou assemblées sur l’interposeur et connectées au PMIC. Il comporte 24 pins au total. La taille des pads est de 90 µm de long sur 70 µm de large avec un pitch de 140 µm. Le matériau du pad est l’Au.

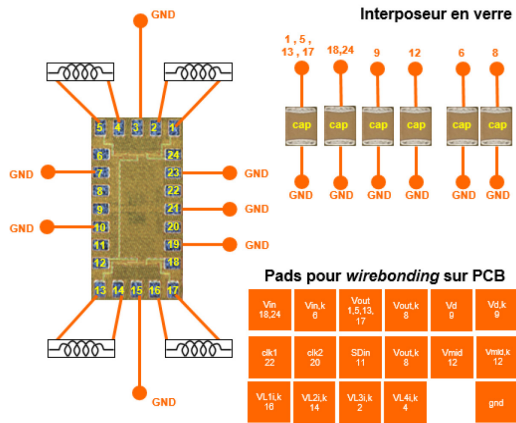


Figure 6-2 Connectivités PMIC

Pour faciliter la caractérisation électrique, IBM Zurich a développé un PCB spécifiquement dédié à la caractérisation de convertisseur DC-DC sur interposeur. Des pads pour *wirebonding* sont donc nécessaires. Un certain nombre de broches sont connectées à des capacités de découplages. Ces capacités proviennent d'IPDiA Mouser et seront assemblées par un procédé de reflux standard. Les quatre inductances sont identiques et seront directement fabriquées sur l'interposeur.

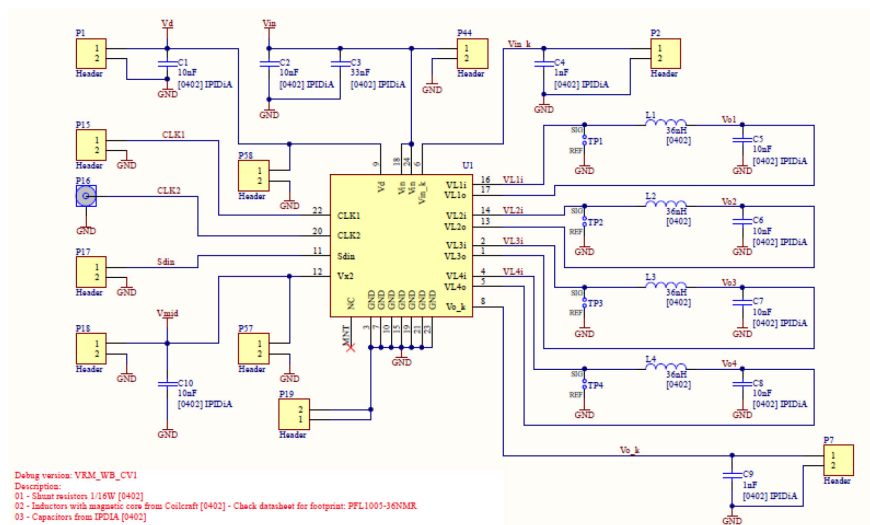


Figure 6-3 Connectivités de l'interposeur

Au total, il y aura dix capacités de découplages à assembler sur l'interposeur : sept capacités de 10 nF (C1, C2, C5-C8 et C10), deux de 1 nF (C4 et C9) et une de 33 nF (C3). Quant aux inductances, elles ont une valeur ciblée de 36 nH. Parmi les inductances fabriquées, l'inductance 5T avec une longueur du cœur magnétique de 1250 μm avait la valeur d'inductance la plus proche, soit de 38 nH. Cette structure a donc été choisie pour les inductances du convertisseur DC-DC.

6.1.3 Fabrication de l'interposeur en verre

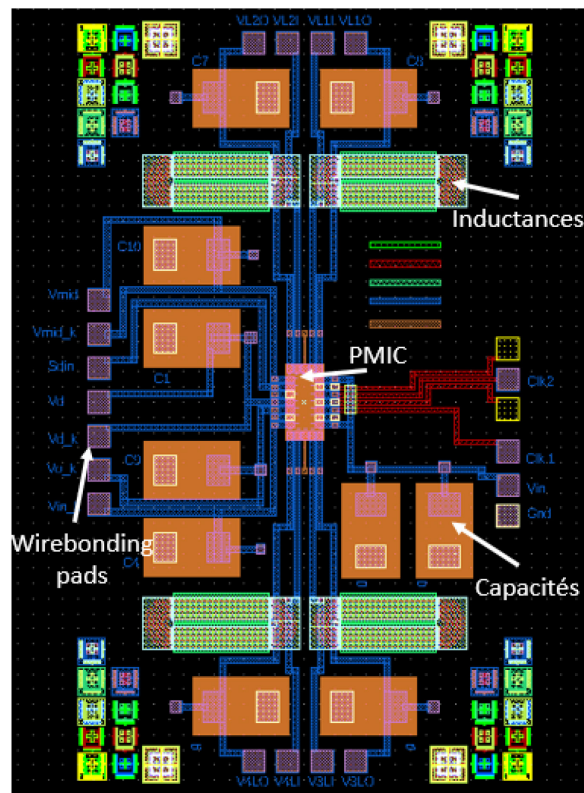


Figure 6-4 Photomasques pour l'interposeur

La taille de l'interposeur est 10,4 mm de long et 6,3 mm de large. La fabrication de l'interposeur comporte quatre grandes étapes. La première étape est faire le plan de masse, l'isoler et faire les ouvertures. La deuxième étape consiste à fabriquer les inductances de cuivre avec cœur magnétique. La troisième étape consiste à fabriquer les interconnexions entre les inductances et le reste du circuit. Enfin, la quatrième étape consiste à fabriquer les pads en Au. L'annexe D présente en détail les étapes de fabrications de l'interposeur. La fabrication a été réalisée sur des plaques de verre de 100 mm.

6.1.4 Ouvertures vers le plan de masse

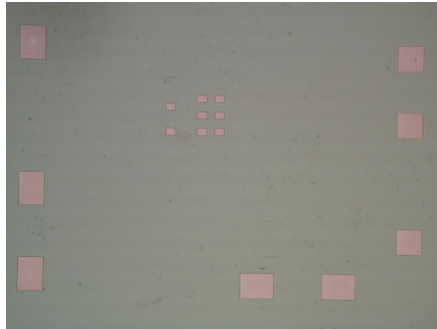


Figure 6-5 Ouvertures vers le plan de masse

Pour faciliter la connectivité des différents pads vers la masse, un simple plan de masse en Cu est fabriqué. Ce plan de masse est isolé par une couche de 500 nm de SiO_2 . Les ouvertures dans le SiO_2 sont fabriquées par une simple gravure humide au BOE pendant 30 secondes.

6.1.5 Fabrication des inductances

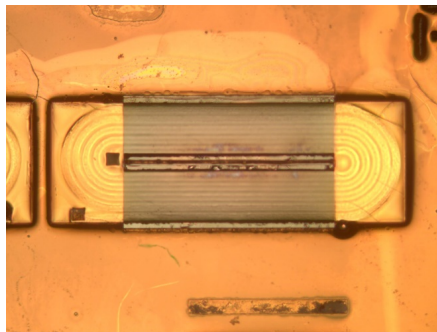


Figure 6-6-6 Inductances intégralement fabriquées.

La fabrication des inductances suit le protocole de fabrication développé dans le chapitre 4 et détaillé dans l'annexe E. Certains ajustements ont été réalisés pour adapter le protocole de fabrication sur des plaques de 100 mm, dont notamment l'ajout d'étapes d'enlèvement des bourrelets de résine (*edges beads*) pour assurer le bon fonctionnement des étapes de lithographie UV. Le système d'électrodéposition du Cu a aussi été modifié, car entretemps, le 3IT.nano s'est

équipé d'un nouveau banc permettant, entre autres, de réaliser des électrodépositions de Cu avec de meilleures reproductibilités. La solution utilisée correspond à la première solution de Cu développé dans le chapitre 4 (solution Technisol). La solution de Cu Technisol a été choisie par Étienne Paradis pour son coût et sa durée de vie. Ce banc comprend des cuves de volumes importants. Cet aspect permet de faire des dépôts sur des échantillons de grandes tailles, idéales pour les plaques de 100 mm. L'autre ajustement est la gravure du Ti qui a été modifiée pour une solution sans HF ($\text{NH}_4\text{OH}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}$ [1:1:1]) afin d'éviter de graver la couche de SiO_2 . Les caractérisations électriques confirment qu'une valeur d'inductance des quatre dispositifs autour de 38 nH, est suffisamment proche des 36 nH visés.

6.1.6 Interconnexions

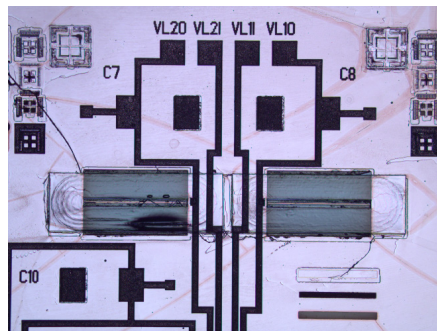


Figure 6-7 Interconnexions en Cu (partie haute)

Les interconnexions sont fabriquées par une simple étape d'électrodéposition de traces de Cu de 15 μm d'épaisseur et 80 μm de largeur.

6.1.7 Pads en Au

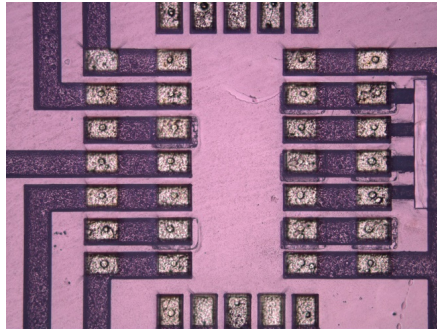


Figure 6-8 Pads PMIC en Au

Les pads en Au sont nécessaires pour notamment le *wirebonding* ainsi que les pads pour le PMIC. L'étape consiste à réaliser deux électrodépositions : une électrodéposition de 2 μm de Ni suivit d'une électrodéposition de 2 μm d'Au. Les deux solutions ont été développées respectivement par Étienne Paradis et Rajesh Pandiyan.

6.2 Assemblage

6.2.1 Fabrication des *studs* en Au

Les puces PMICs nécessitent des *studs* en Au pour l'assemblage par thermocompression sur l'interposeur par thermocompression. Ces *studs* ont été fabriqués au C2MI, par Jinto Georges.

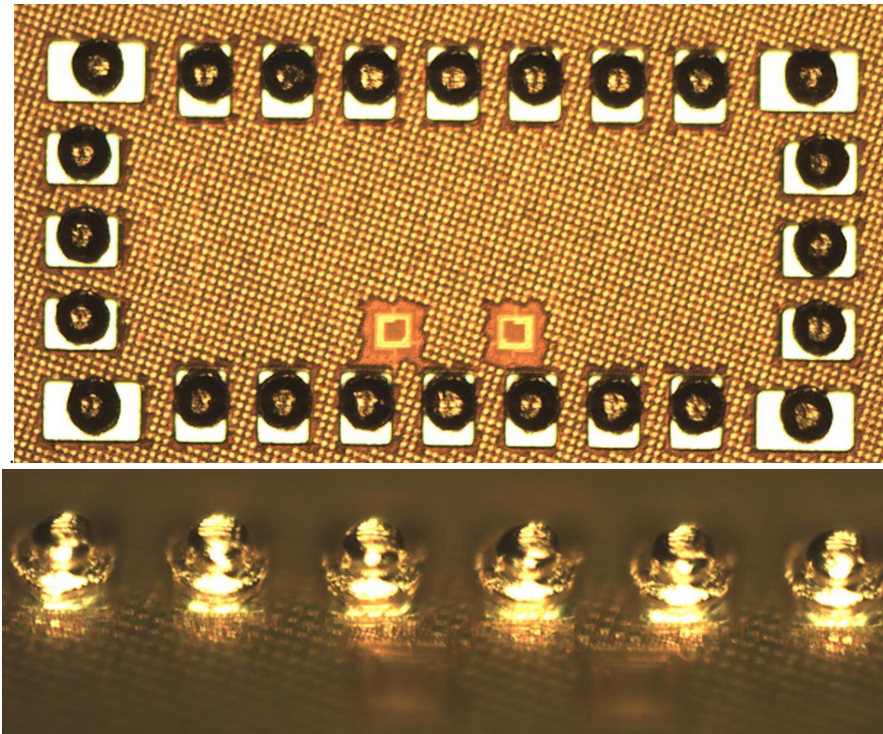


Figure 6-9 *Studs* en Au sur une puce PMIC

Les *studs* fabriqués ont un diamètre d'environ 70 μm et une hauteur de 41 μm .

6.2.2 Assemblage du PMIC par thermocompression

Les puces PMIC sont ensuite assemblées sur l'interposeur par thermocompression. Cette étape a été réalisée au C2MI par Catherine Marsan-Loyer, sur un équipement de Panasonic dédié à l'assemblage par thermocompression. Une tête de 0.4 x 3 mm a été utilisée pour porter le PMIC. Le profil de thermocompression utilisé a été optimisé pour des assemblages Au-Au. Le profil en question consiste en une compression de trois étapes : à 300°C avec une force de 10 N pendant 2 secondes, puis à 450°C avec une force de 20 N pendant 7 secondes et enfin à 200°C avec une force de 15 N pendant 1 seconde. Sur les dix échantillons (huit *dummys* et deux prototypes), seul un assemblage sur un *dummy* n'a pas fonctionné.

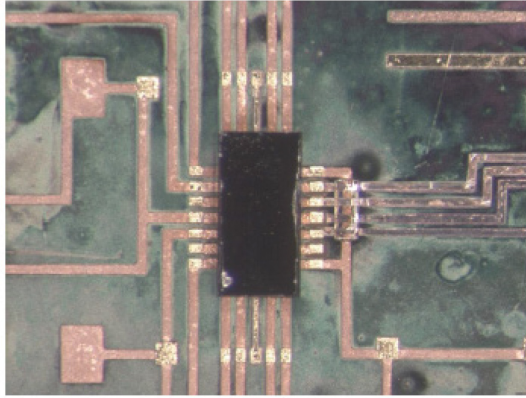


Figure 6-10 PMIC assemblée sur l'interposeur

6.2.3 Assemblage des capacités

La dernière étape consiste à assembler les capacités de Mouser. Cette étape a été réalisée au C2MI par Maxime Godard. Les capacités sont assemblées par une simple soudure par refusion. Tout d'abord, une patte de soudure est appliquée sur les pads de l'interposeur. Ensuite, le PMIC est pressé sur la patte de soudure avec une pression de 100 grammes. Enfin, l'assemblage se termine par l'étape de soudure par refusion. Cette étape suit le standard JEDEC J-STD-020-C.

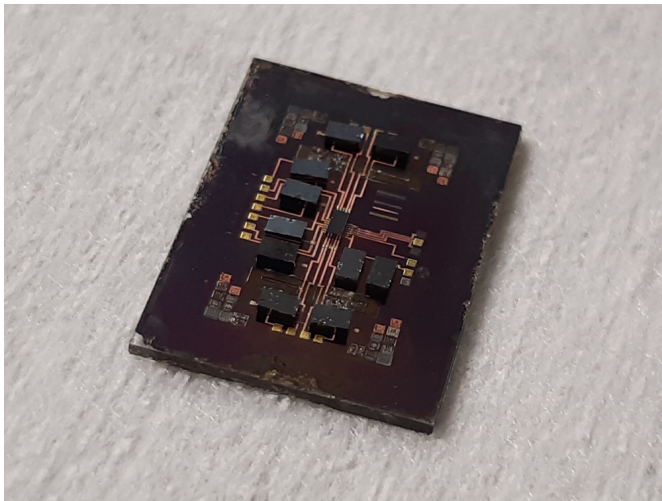


Figure 6-11 Convertisseur DC-DC intégralement fabriquée et assemblée

Une fois l'assemblage terminé, deux échantillons ont été envoyés à IBM Zurich pour caractérisation.

6.3 Conclusion

Le processus de fabrication et d'assemblage du convertisseur DC-DC sur un interposeur en verre a été développé en grande partie avec succès. Le procédé de fabrication des inductances développé dans le chapitre 4 a été transféré sur des plaques de 100 mm et adapté aux nouvelles étapes avec succès. Cependant, vers la fin de la fabrication, la pulvérisation cathodique du 3IT.nano est tombée en panne. L'étape de pulvérisation a été transférée au département de physique, avec des résultats moins satisfaisants que d'habitudes. De plus, la dernière gravure a enlevé des interconnexions en Cu. Certaines étapes ont dû être refaites. Quelques échantillons ont pu être sauvés.

L'assemblage a été réalisé au C2MI. La fabrication des *studs* en Au, l'assemblage par thermocompression du PMIC et l'assemblage des capacités ont été réalisés avec succès. Malheureusement, l'assemblage a provoqué l'arrachement d'interconnexions qui n'a pas pu être réparé. Cet arrachement est dû à la faible adhésion des couches d'accroches déposée par l'équipement du département de physique. La caractérisation complète du convertisseur DC-DC n'a pas pu se faire. Cependant, le transfert d'un procédé de fabrication sur de plus gros substrats a été réalisé avec succès. Les inductances ont été intégralement fabriquées avec une valeur d'inductance proche de la cible de 36 nH. De plus, un procédé de fabrication de pads en Au pour des assemblages de puces Au-Au par thermocompression a été développé avec succès.

Chapitre 7 Conclusion

7.1 Conclusions générales

L'objectif du projet était de réaliser des inductances pour être utilisé dans un convertisseur DC-DC de 100 MHz intégré sur un interposeur en verre. Le convertisseur DC-DC est de type *buck*, c'est-à-dire que le convertisseur transforme une tension d'entrée en une tension de sortie plus faible. La difficulté d'intégration dans des puces 3D des convertisseurs de tensions est due aux inductances. Dans un convertisseur DC-DC de type *buck*, l'inductance provoque la baisse de tension. Ce dispositif est donc primordial au fonctionnement du circuit. Le problème d'intégration est lié à une occupation de la surface importante à cause de la valeur d'inductance qui est directement proportionnelle à sa taille. L'ajout de couches magnétiques permettrait d'amplifier la valeur d'inductance. Il est donc possible de réduire la taille des inductances et d'assurer une meilleure intégration des convertisseurs DC-DC. Cependant, l'augmentation en inductance est dépendante de la fréquence. En effet, à une fréquence de coupure, la perméabilité relative du cœur magnétique diminue fortement.

La première partie du projet consiste à proposer un procédé de fabrication d'inductance magnétique. La structure d'inductance choisie est celle d'une inductance de type *racetrack*, car cette structure permet de mieux maximiser les effets du matériau magnétique. Les matériaux magnétiques choisis sont le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$, car d'une part ces matériaux présentent des propriétés magnétiques et électriques intéressantes, d'autre part ces matériaux peuvent être déposés par électrodéposition. Ensuite, différentes tailles d'inductances sont définies pour avoir une gamme variée de valeur d'inductance. Comme un certain nombre de paramètres jouent sur la valeur d'inductance, deux paramètres ont été mis en avant pour étudier l'impact du matériau magnétique : la longueur du cœur magnétique et le nombre de tours. Les différentes étapes de la fabrication ont été développées individuellement, notamment l'électrodéposition des matériaux magnétiques. Les caractérisations électriques et magnétiques de ces matériaux montrent une bonne conformité avec la littérature. Pour le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$, la résistivité mesurée est de $42 \mu\Omega\cdot\text{cm}$ contre $45 \mu\Omega\cdot\text{cm}$, le champ coercitif est de 2 Oe contre 0.2 Oe et le champ saturant est de 1.41 T contre 1.45 T [21]. Pour le

Co₈₀P₂₀, la résistivité mesurée est de 96 $\mu\Omega\cdot\text{cm}$ contre 101 $\mu\Omega\cdot\text{cm}$, le champ coercitif est de 1.7 Oe contre 0.2 Oe et le champ saturant est de 0.88 T contre 0.91 T [36]. Ensuite, des inductances de géométries différentes ont été fabriquées avec ou sans cœur magnétique, sur verre et sur Si afin de voir l'impact du substrat sur les performances électriques. La deuxième partie consiste à caractériser en DC et en RF ces inductances et comparer celles-ci aux valeurs théoriques. Tout d'abord, les inductances à cœurs magnétiques ont été caractérisées et comparées aux inductances sans cœur magnétique. Les mesures montrent une amplification de la valeur d'inductance allant de 30% jusqu'à 60 % d'amplification, mais un facteur de qualité Q_{max} réduit à 4-5 fois comparé aux inductances sans cœurs magnétiques. Les inductances Ni₄₅Fe₅₅ présentent un meilleur gain en ce qui concerne la valeur d'inductance, jusqu'à 60 % contre 48% pour le Co₈₀P₂₀, mais les inductances Co₈₀P₂₀ présentent une résistance plus faible grâce à sa faible résistivité qui limite les effets parasites en régime AC et donc un meilleur facteur de qualité. Les mesures montrent une bonne concordance avec les calculs théoriques et les modèles COMSOL. Ensuite, l'impact du substrat a été étudié. L'impact du substrat est majeur pour les inductances sans cœurs magnétiques. Comparées au Si, les inductances fabriquées sur verre présentent de meilleures caractéristiques entre 100 MHz et 35 GHz (fréquences de résonances et facteur de qualité plus élevée). Ainsi, pour les inductances sans cœurs magnétiques, le verre apporte un atout sur les performances de l'inductance. En contrepartie, l'impact du substrat est minime pour les inductances avec cœurs magnétiques. En effet, la 1^{ère} couche isolante qui sépare la couche conductrice du substrat et de la 1^{ère} couche magnétique minimise l'effet du substrat. Les caractéristiques électriques entre inductances fabriquées sur verre et silicium sont proches, avec le verre ayant un léger avantage. Enfin, un modèle analytique a été développé pour les inductances. Les valeurs obtenues par ce modèle montrent une bonne concordance avec les valeurs expérimentales.

La troisième partie consiste à développer un prototype de convertisseur DC-DC. Cette partie a été réalisée en collaboration avec IBM Zurich. Ce dernier s'est occupé de la conception complète du convertisseur (tensions, connectivités du circuit, nombre et valeurs des composants électriques,...) ainsi que la réalisation de la puce de contrôle (PMIC). Notre rôle a été de développer le processus de fabrication d'un convertisseur DC-DC sur verre, utilisant une inductance magnétique. Le matériau magnétique choisi est le Co₈₀P₂₀, car les inductances Co₈₀P₂₀ devraient avoir une meilleure performance (meilleur facteur de qualité) et son procédé de fabrication est moins complexe que pour le Ni₄₅Fe₅₅. Le procédé de fabrication des inductances a été transféré avec succès sur des

Commenté [DD1]: Q100 ou Qmax? À 100MHz, me semble que Q est normalement un peu plus élevé sans cœur, mais pas 4-5X

plaques de 100 mm, avec quelques ajustements. L'assemblage a été réalisé au C2MI. Les résultats des caractérisations électriques sont en cours.

7.2 Perspectives

Les travaux de ce projet ont validé l'utilisation de matériaux magnétiques pour amplifier la valeur d'inductance du dispositif. Le procédé de fabrication peut être adapté à différents matériaux magnétiques et transféré à des échantillons de plus grandes tailles. Pour améliorer la performance des inductances, quelques pistes sont possibles. Premièrement, choisir un autre matériau est la piste la plus simple. Le projet s'est limité à des matériaux se déposant uniquement par électrodéposition pour avoir un procédé de fabrication le moins coûteux possible et compatible avec une production éventuelle à grande échelle. Des matériaux qui se déposent uniquement par pulvérisation comme le CoZrTa [37] peut être intéressant, car ce matériau présente de bonnes caractéristiques magnétiques : une meilleure saturation magnétique et une meilleure perméabilité que le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$, une résistivité proche du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$. De plus, il serait plus facile de former des cœurs magnétiques laminés, c'est-à-dire des couches magnétiques des diélectriques superposées entre eux pour limiter les pertes du cœur magnétique. Cependant, le coût de fabrication augmentera en conséquence. Deuxièmement, une amélioration des performances pourrait être obtenue en modifiant la structure de l'enveloppe magnétique. Plus précisément, au lieu d'avoir un flan vertical pour assurer la continuité entre la couche inférieure et la couche supérieure, une pente permettrait un meilleur confinement magnétique [23].

Annexe A

Développement du procédé d'électrodéposition de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$

A.1. Développement du bain d'électrodéposition

Le bain d'électrodéposition du $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ est réalisé à partir de bain d'électrodéposition de $\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$ [52], [53]. La composition finale du dépôt dépend d'un certain nombre de paramètres. Certains ont été fixés pour limiter la complexité du développement. Le dépôt se fait sous un courant DC et la distance entre l'anode de nickel et la cathode est fixée à 8 cm. Seules la composition du bain et la densité de courant sont les paramètres variables.

La solution se prépare la veille du dépôt. Pour une solution de 500 mL, un bécher est rempli de 250 mL d'eau. Le sulfate de nickel, le chlorure de nickel et l'acide borique sont mis dans la solution. Après une heure d'agitation, le sulfate de fer, l'acide 5-sulfosalicylique et l'acide naphthalène trisulfonique sont ajoutés dans la solution. Enfin, 250 mL d'eau est ajoutée. Le tableau ci-dessous montre la composition des différents bains développés.

Tableau A-1 Composition des bains d'électrodéposition de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$

Composition	1 ^{er} bain	2 ^{ème} bain	3 ^{ème} bain
Sulfate de Nickel (II) NiSO_4	21 g	21 g	21 g
Chlorure de Nickel (II) NiCl_2	26 g	26 g	26 g
Acide Borique H_3BO_3	15,5 g	15,5 g	15,5 g
Sulfate de Fer (II) FeSO_4	4 g	7 g	5 g
Acide 5-sulfosalicylique	4.5 g	4.5 g	4.5 g
Acide naphthalène trisulfonique	1.5 g	1.5 g	1.5 g

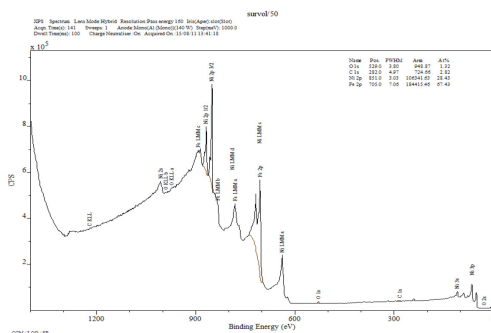


Figure A-1 Analyse XPS d'un dépôt de NiFe

La figure A.1 montre le résultat d'une analyse XPS d'un dépôt de NiFe issu du 1^{er} bain. Deux dépôt a des densités de courant de 8,5 mA/cm² et 15 mA/cm² ont respectivement donnés 46% et 44% de Fe, en dessous de ce qui est visé. Il faut noter que les densités de courant doivent être relativement faibles car le nickel se dépose plus rapidement dans les hautes densités de courant. Le bain a donc ensuite été changé en augmentant la quantité de sulfate de fer à 7g.

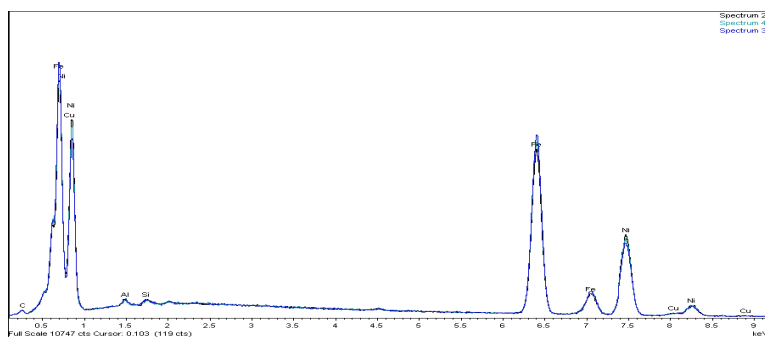


Figure A-2 Analyse EDX d'un échantillon de NiFe

À partir du 2^{ème} bain, les analyses ont été réalisées par EDX car il y avait un délai trop important avec l'analyse XPS.

Tableau A-2 Stœchiométrie du dépôt du 2^{ème} bain par rapport à différentes densités de courant

Densité	10 mA/cm ²	20 mA/cm ²	40 mA/cm ²
---------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

Zone 1	Ni 42.89% Fe 57.11%	Ni 73.79% Fe 27.21%	Ni 87.73% Fe 13.7%
Zone 2	Ni 43.79% Fe 55.21%	Ni 75.87% Fe 24.13%	Ni 87.81% Fe 12.19%
Zone 3	Ni 40.65% Fe 59.35%	Ni 70.95% Fe 29.05%	Ni 88.71% Fe 11.29%

À 10 mA/cm², la stœchiométrie désirée est obtenue, avec une faible variation selon les zones du dépôt analysées. Dans les plus hautes densités, le taux de nickel est beaucoup plus élevé comme attendue. Malheureusement, le résultat n’a pas pu être reproduit avec le 2^{ème} bain. Un 3^{ème} bain a dû être donc développé.

Tableau A-3 Stœchiométrie du dépôt du 3^{ème} bain par rapport à différentes densités de courant

Densité	5 mA/cm²	10 mA/cm²	20 mA/cm²
Zone 1	Ni 46.34% Fe 53.66%	Ni 47.58% Fe 52.42%	Ni 71.07% Fe 28.93%
Zone 2	Ni 46.1% Fe 53,9%	Ni 48.72% Fe 51.28%	Ni 57.18% Fe 42.82%
Zone 3	Ni 45.68% Fe 54.32%	Ni 49.78% Fe 50.22%	Ni 77.04% Fe 22.96%

Avec le 3^{ème} bain, la stœchiométrie désirée est obtenue entre 5 et 10 mA/cm². Cette composition a été conservée pour la fabrication des inductances Ni₄₅Fe₅₅

Commenté [DD2]: ????

A.2. Gravure des couches d'accroches

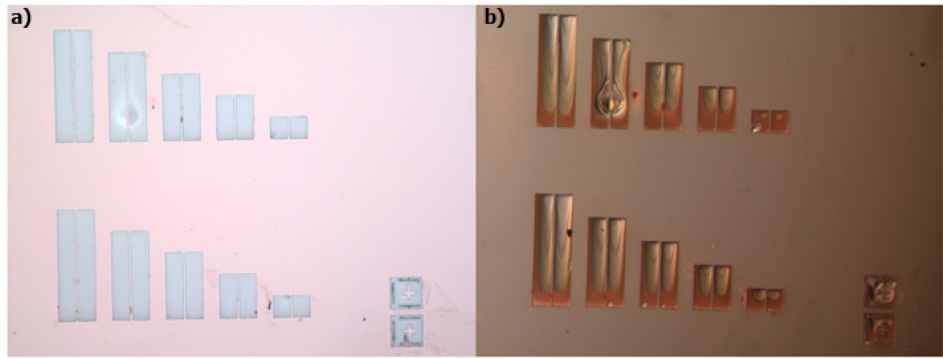


Figure A-3 Gravure humide de la couche d'accroche Cu : a) avant, b) après

La gravure humide des couches d'humide est une méthode rapide et peu coûteuse pour enlever les couches d'accroches. Malheureusement, il est impossible de graver la couche de Cu sans affecter la couche de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$. La figure A.3 montre le résultat d'une immersion dans une solution de $\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}(1:1:20)$. Le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ a presque été complètement gravé. D'autres solutions pour graver le Cu ont été utilisées pour finalement obtenir le même résultat.

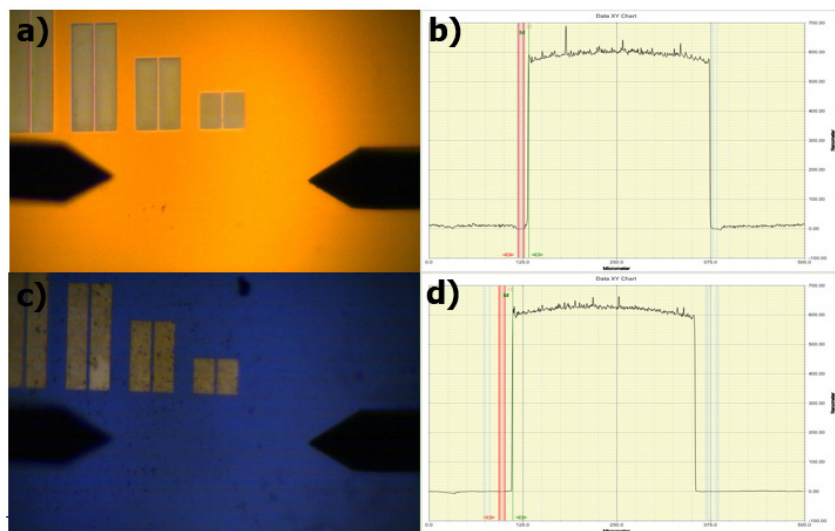


Figure A-4 Dépôt de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$: a) avant *ion milling* et b) son épaisseur (profilomètre Dektat); c) après 10 minutes d'*ion milling* et d) son épaisseur (profilomètre Dektat)

L'*ion milling* permet de graver la couche de Cu sans trop graver le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$. Il faut 10 minutes pour graver 100 nm de Cu. Environ 50 nm de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ est gravé par l'*ion milling*, ce qui est négligeable.

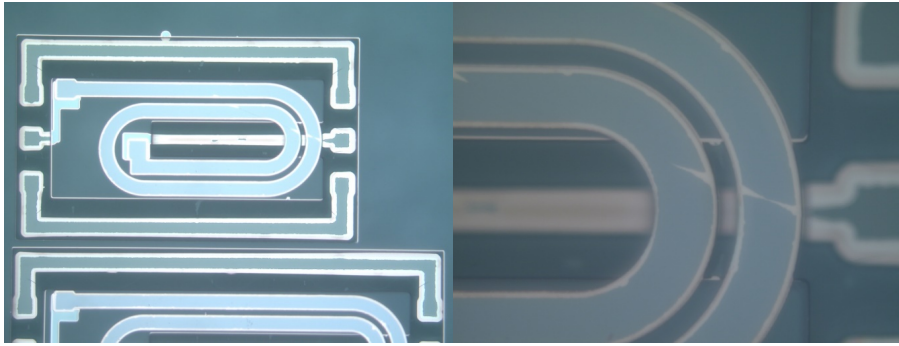


Figure A-5 Vue arrière d'une inductance $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$

Cependant, l'*ion milling* n'arrivait pas à graver suffisamment les couches sur les flancs (figure A.5). Un court-circuit apparaît. L'*ion milling* est acceptable pour graver la couche de Cu pour le premier dépôt de $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$. Pour le second, il est nécessaire de faire une gravure humide pour enlever la couche de Cu sur les flancs. Pour cela, il faut donc une étape additionnelle de lithographie pour former des couches protectrices. Quant à la couche de Ti, une gravure humide à 5 % d'HF permet de l'enlever en quelques secondes.

Annexe B

Développement du procédé d'électrodéposition du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$

B.1. Développement du bain d'électrodéposition

Le bain d'électrodéposition du $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ a été développé par Frédérique Brousseau, à partir de bains existant dans la littérature [66], [67].

Tableau B-1 Composition du bain d'électrodéposition de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$

Composition	Quantité
Cobalt(II) chloride hexahydrate $\text{CoSO}_4 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$	35 g
Cobalt(II) chloride heptahydrate $\text{CoSO}_4 \cdot 7\text{H}_2\text{O}$	7,5 g
Acide Phosphoreux H_3PO_3	12.5 g
Acide Phosphorique H_3PO_4	20 mL

Le tableau B.1 montre la composition du bain d'électrodéposition. La solution peut être préparée le jour même. Tout d'abord, un bécher est remplie à 250 mL d'eau. 35 g de $\text{CoSO}_4 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ et 7.5 g de $\text{CoSO}_4 \cdot 7\text{H}_2\text{O}$ sont d'abord ajouté dans le bécher. Ensuite, 12.5 g d' H_3PO_3 et 20 mL d' H_3PO_4 sont ajouté dans la solution. Enfin, 250 mL d'eau complète la solution de placage.

Le dépôt se fait à une température de 60°C . Le pH doit être maintenu aux alentours d'1.7. Un ajout de KOH ou de H_2SO_4 permet de faire l'ajustement du pH. La distance anode-cathode est de 6 cm.

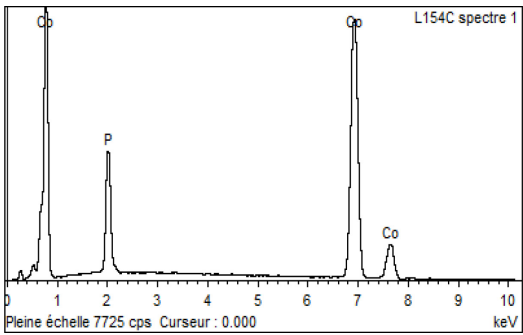


Figure B-1 Spectre EDX d'un dépôt de CoP

Tableau B-2 Stœchiométrie du dépôt à différentes densités de courant

Densité	100 mA/cm ²	175 mA/cm ²	250 mA/cm ²
Stœchiométrie	Co 61.3% P 38.7%	Co 80.72% P 19.22%	Co 66% P 34%

Les analyses EDX montrent que la densité de courant a un impact sur la stœchiométrie. La stœchiométrie visée est atteinte à 175 mA/cm².

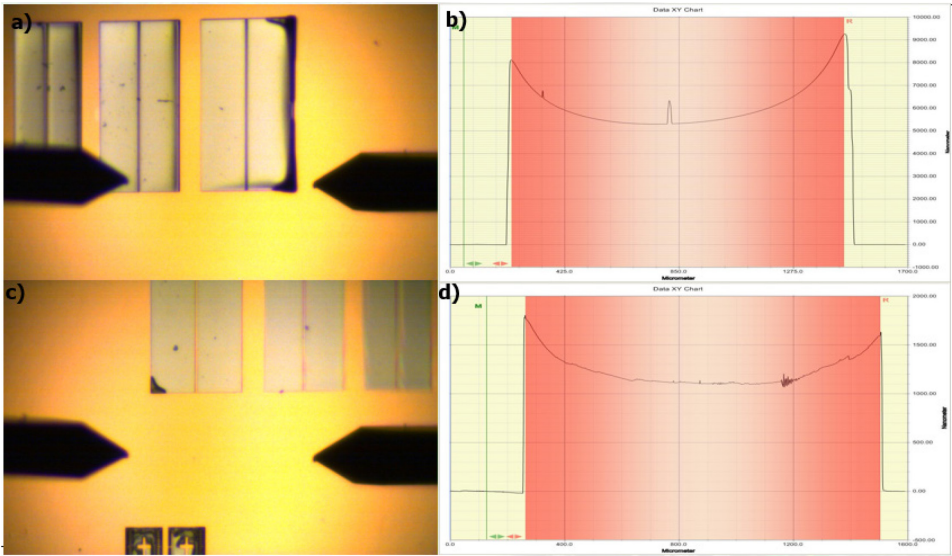


Figure B-2 Dépôt de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$: a) 5 min de dépôt b) son épaisseur (profilomètre Dektat); c) 1 min de dépôt et d) son épaisseur (profilomètre Dektat)

Pour un dépôt de 5 min, l'épaisseur moyenne du dépôt est de 5200 nm, soit à peu près un taux de dépôt de $1.04 \mu\text{m}$ (figure B.2.b). Pour un dépôt de 1 min, l'épaisseur moyenne du dépôt est de 1253 nm, soit à peu près un taux de dépôt de $1.25 \mu\text{m}$ (figure B.2.d).

B.2. Gravure des couches d'accroches

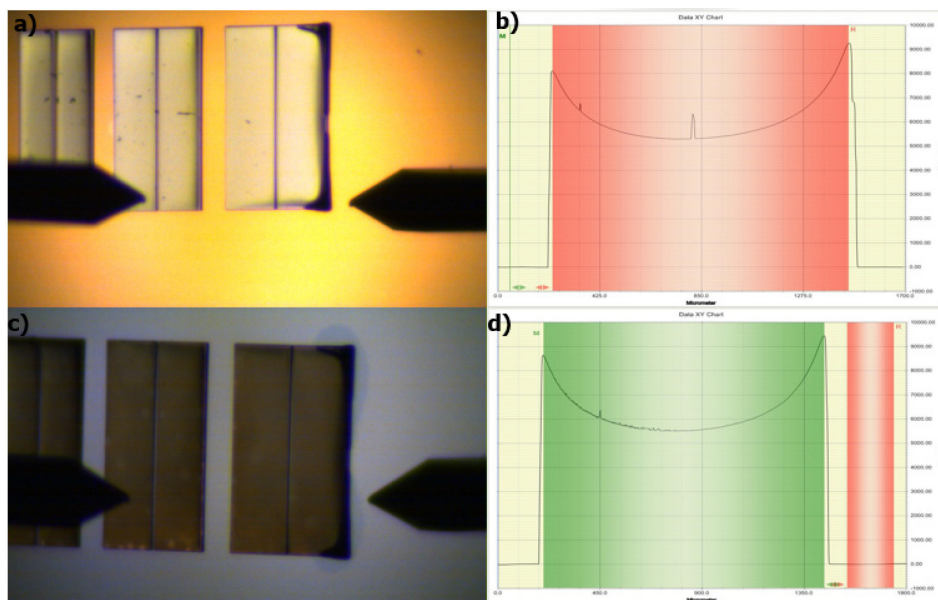


Figure B-3 Dépôt de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$: a) avant gravure humide et b) son épaisseur (profilomètre Dektat); c) après gravure humide et d) son épaisseur (profilomètre Dektat)

La gravure humide des couches d'accroches peut se faire intégralement par gravure humide (Al etch 15s puis Hf 5% 5s) sans avoir besoin de couche de protection. La figure B.3 montre le résultat d'une gravure humide des couches d'accroches en présence de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$. Très peu de $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ se grave par les différentes solutions de gravure (6090 nm avant gravure et 6130 nm après gravure d'après les mesures au profilomètre).

Annexe C

Procédé de fabrication des inductances magnétiques

Le tableau ci-dessous détaille les étapes de fabrication des inductances magnétiques sur des échantillons en verre. Les couleurs rouge et bleu indiquent les étapes à suivre si le matériau magnétique utilisé est le $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (rouge) ou le $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (bleu).

Tableau C-1 Étapes de fabrication des inductances magnétiques

Étape 0	Fabrication d'échantillons de 1,5 cm ²		
Étalement	S1813 ou AZMir700 5000 rpm 30s, recuit 115°C 1 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	Résine de protection
Dicing	Découpe en 1.5 cm x 1.5 cm	Scie	
Nettoyage	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Étape 1	Fabrication de la 1 ^{ère} couche magnétique		
Dépôt pulvérisation cathodique	15 nm Ti / 100 nm Cu	SPT 320	
Étalement	HMDS 4000 rpm 60s	Polos ou Brewer	
Étalement	AZP4903 4000 rpm 60s, recuit 110°C 3 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE L443
Développement	Immersion AZ400K 1:4, 3 min 30 s, rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	Prolongement de 1 min si nécessaire
Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min 30s	Plasmaline	Nécessaire pour assurer un bon électrodéposition
Électrodéposition : $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	60 min, 8 mA/cm ² , température ambiante, sans agitation	Banc de placage 1	

	1 min, 175 mA/cm ² , 60°C, avec agitation		
Décapage Résine	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Gravure	Ion milling 10 min, HF 5% 10s Al etch 15 s, HF 5% 10s	SIMS, banc humide Banc humide	Gravure des couches d'accroches Ti/Cu
Étape 2	Fabrication de la 1 ^{ère} couche isolante		
Déshydratation	5 min 125°C	Plaque chauffante	
Étalement	Omnicoat, 4000 rpm 30s, recuit 200°C 1 min	Polos ou Brewer	
Étalement	SU8-2005, 4000 rpm 30s, recuit 65°C+75°C 2 min + 4 min	Polos ou Brewer	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 8 s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE K798B
Recuit	65°C+75°C 2 min + 4 min	Plaque chauffante	Recuit après exposition
Développement	Immersion SU8 Dév. 2 min 30s, rinçage IPA 15 s	Banc de développement	Si présence d'une couche blanche, prolonger développement de 30 s
Recuit	200°C 5 min	Plaque chauffante	
Nettoyage	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min	Plasmaline	Enlever Omnicoat
Étape 3	Fabrication de la bobine		
Dépôt pulvérisation cathodique	15 nm Ti / 100 nm Cu	SPT 320	
Étalement	HMDS 4000 rpm 60s	Polos ou Brewer	
Étalement	AZP4903 4000 rpm 60s, recuit 110°C 3 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE K609
Développement	Immersion AZ400K 1:4, 3 min 30 s, rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	Prolongement de 1 min si nécessaire
Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min 30s	Plasmaline	Nécessaire pour assurer un bon électrodéposition

Électrodéposition Cu	30 min, température ambiante, sans agitation	Banc de placage	
Décapage Résine	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Gravure	Al etch 15 s, HF 5% 10s	Banc humides	Gravure des couches d'accroches Ti/Cu
Étape 4	Fabrication de la 2 ^{ème} couche isolante		
Déshydratation	5 min 125°C	Plaque chauffante	
Étalement	Omnicoat, 4000 rpm 30s, recuit 200°C 1 min	Polos ou Brewer	
Étalement	SU8-2015, 4000 rpm 30s, recuit 65°C+75°C 2 min + 6 min	Polos ou Brewer	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60 s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE L288 Avec filtre i-line
Recuit	65°C+75°C 2 min + 6 min	Plaque chauffante	Recuit après exposition
Développement	Immersion SU8 Dév. 3 min 30s, rinçage IPA 15 s	Banc de développement	Si présence d'une couche blanche, prolonger développement de 30 s
Recuit	200°C 15 min	Plaque chauffante	Hard bake
Nettoyage	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min	Plasmaline	Enlever Omnicoat
Étape 5	Fabrication de la 2 ^{ème} couche magnétique		
Dépôt pulvérisation cathodique	15 nm Ti / 100 nm Cu	SPT 320	
Étalement	HMDS 4000 rpm 60s	Polos ou Brewer	
Étalement	AZP4903 4000 rpm 60s, recuit 110°C 3 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE L321A
Développement	Immersion AZ400K 1:4, 3 min 30 s, rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	Prolongement de 1 min si nécessaire
Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min 30s	Plasmaline	Nécessaire pour assurer un bon électrodéposition
Électrodéposition : Ni ₄₅ Fe ₅₅	60 min, 8 mA/cm ² , température	Banc de placage 1	

Co ₈₀ P ₂₀	ambiante, sans agitation 1 min, 175 mA/cm ² , 60°C, avec agitation		
Décapage Résine	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Étape 5.1	Couche de protection pour le Ni ₄₅ Fe ₅₅		
Déshydratation	5 min 125°C	Plaque chauffante	Étape de photolithographie pour protéger la couche de NiFe de la gravure humide des couches d'accroches
Étalement	Omnicoat, 4000 rpm 30s, recuit 200°C 1 min	Polos ou Brewer	
Étalement	SU8-2015, 4000 rpm 30s, recuit 65°C+75°C 2 min + 6 min	Polos ou Brewer	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60 s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE L321A Avec filtre i-line
Recuit	65°C+75°C 2 min + 6 min	Plaque chauffante	Recuit après exposition
Développement	Immersion SU8 Dév. 3 min 30s, rinçage IPA 15 s	Banc de développement	Si présence d'une couche blanche, prolonger développement de 30 s
Recuit	200°C 15 min	Plaque chauffante	Hard bake
Nettoyage	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min	Plasmaline	Enlever Omnicoat
Gravure	Al etch 15 s, HF 5% 10s	Banc humide	Gravure des couches d'accroches Ti/Cu
Étape 6	Fabrication du pont isolant pour les pads coplanaires		
Déshydratation	5 min 125°C	Plaque chauffante	
Étalement	Omnicoat, 4000 rpm 30s, recuit 200°C 1 min	Polos ou Brewer	
Étalement	SU8-2015, 4000 rpm 30s, recuit 65°C+75°C 2 min + 6 min	Polos ou Brewer	

Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60 s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE L321A Avec filtre i-line
Recuit	65°C+75°C 2 min + 6 min	Plaque chauffante	Recuit après exposition
Développement	Immersion SU8 Dév. 3 min 30s, rinçage IPA 15 s	Banc de développement	Si présence d'une couche blanche, prolonger développement de 30 s
Recuit	200°C 15 min	Plaque chauffante	Hard bake
Nettoyage	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min	Plasmaline	Enlever Omnicoat
Étape 7 Fabrication des pads coplanaires			
Dépôt pulvérisation cathodique	15 nm Ti / 100 nm Cu	SPT 320	
Étalement	HMDS 4000 rpm 60s	Polos ou Brewer	
Étalement	AZP4903 4000 rpm 60s, recuit 110°C 3 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE L321B
Développement	Immersion AZ400K 1:4, 3 min 30 s, rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	Prolongement de 1 min si nécessaire
Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min 30s	Plasmaline	Nécessaire pour assurer un bon électrodéposition
Électrodéposition Cu	30 min, température ambiante, sans agitation	Banc de placage	
Décapage Résine	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Gravure	Al etch 15 s, HF 5% 10s	Banc humide	Gravure des couches d'accroches Ti/Cu

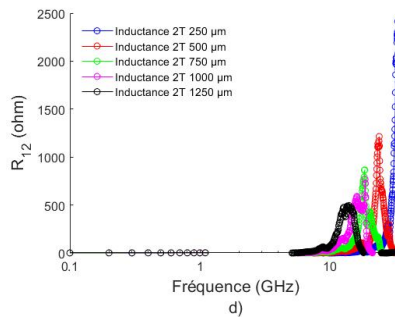
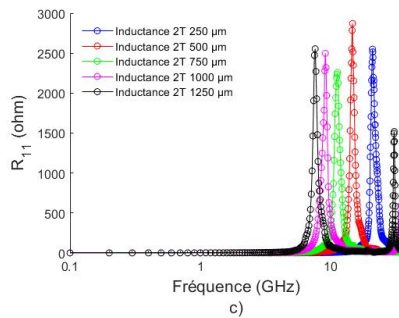
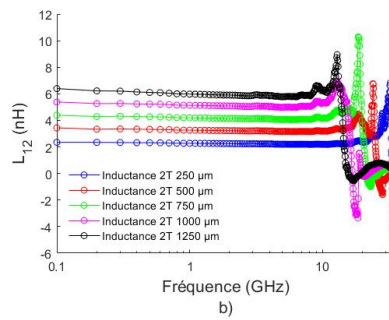
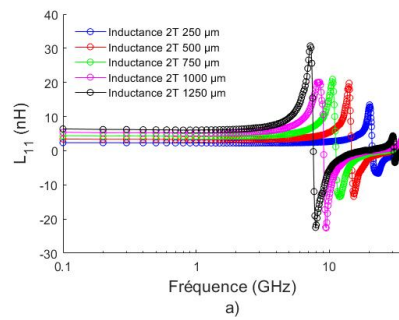
Annexe D

Caractérisations RF des inductances

L'annexe D montre les caractérisations RF et les modélisations de toutes les inductances

D.1 Caractérisation et modélisation des inductances sans cœurs magnétiques

D.1.1 Mesures RF des inductances sans cœurs magnétiques



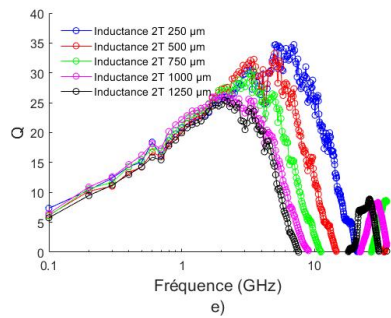
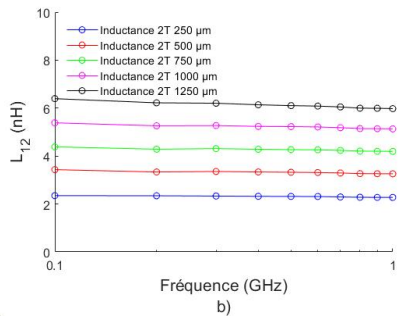
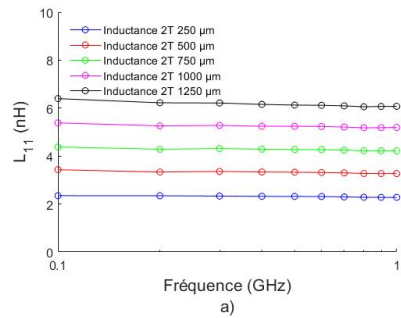


Figure D-1 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-1 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes):

Inductances 2T	f_{11} (GHz)	f_{12} (GHz)	Q_{pic}
250 μm	21.05	33.45	34.7
500 μm	14.65	25.95	32.3
750 μm	11.25	21.45	30.3
1000 μm	9.05	16.07	26.2
1250 μm	7.55	15.65	24.5



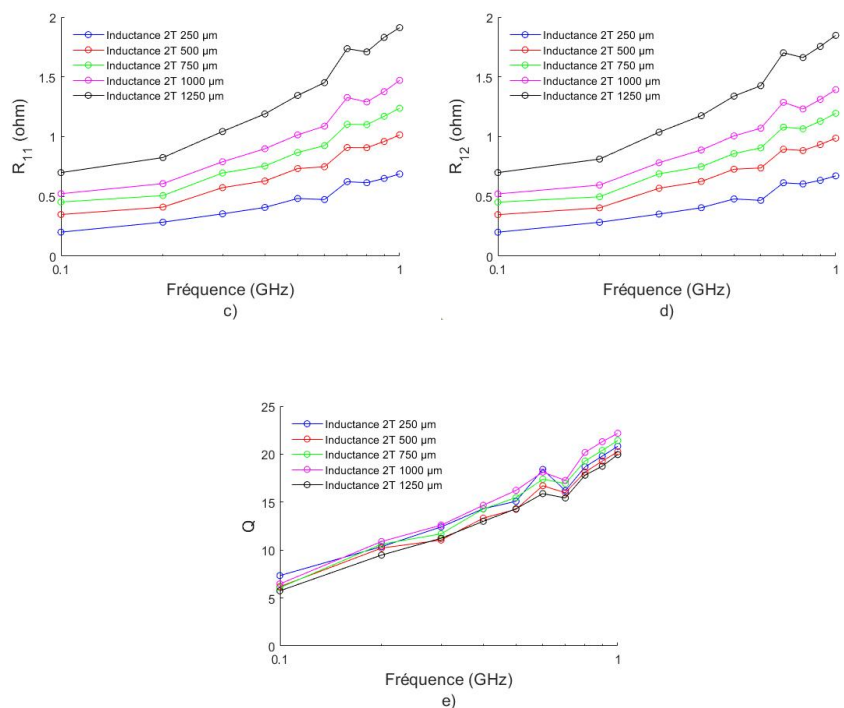


Figure D-2 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence entre 100 MHz et 1 GHz des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes) : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-2 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes) à 100 MHz

Inductances 2T	L_{11} (nH)	L_{12} (nH)	R_{11} (Ohm)	R_{12} (Ohm)	Q
250 μm	2.35	6.39	0.200	0.200	7.34
500 μm	3.43	3.43	0.348	0.347	6.19
750 μm	4.38	4.38	0.452	0.452	6.08
1000 μm	5.38	5.39	0.522	0.52	6.47
1250 μm	6.40	6.39	0.699	0.699	5.75

Tableau D-3 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes) à 100 MHz

Inductances 2T	L_{100MHz} (Mesure)	L_{100MHz} (Calcul)	R_{100MHz} (Mesure)	R_{100MHz} (Calcul)	Q (Mesure)	Q (Calcul)
250 μm	2.35	2.02	0.200	0.170	7.46	7.34
500 μm	3.43	3.18	0.348	0.2586	7.72	6.19
750 μm	4.38	4.46	0.452	0.3374	8.3	6.08
1000 μm	5.38	5.81	0.522	0.4173	8.74	6.47
1250 μm	6.40	6.92	0.699	0.518	8.77	5.75

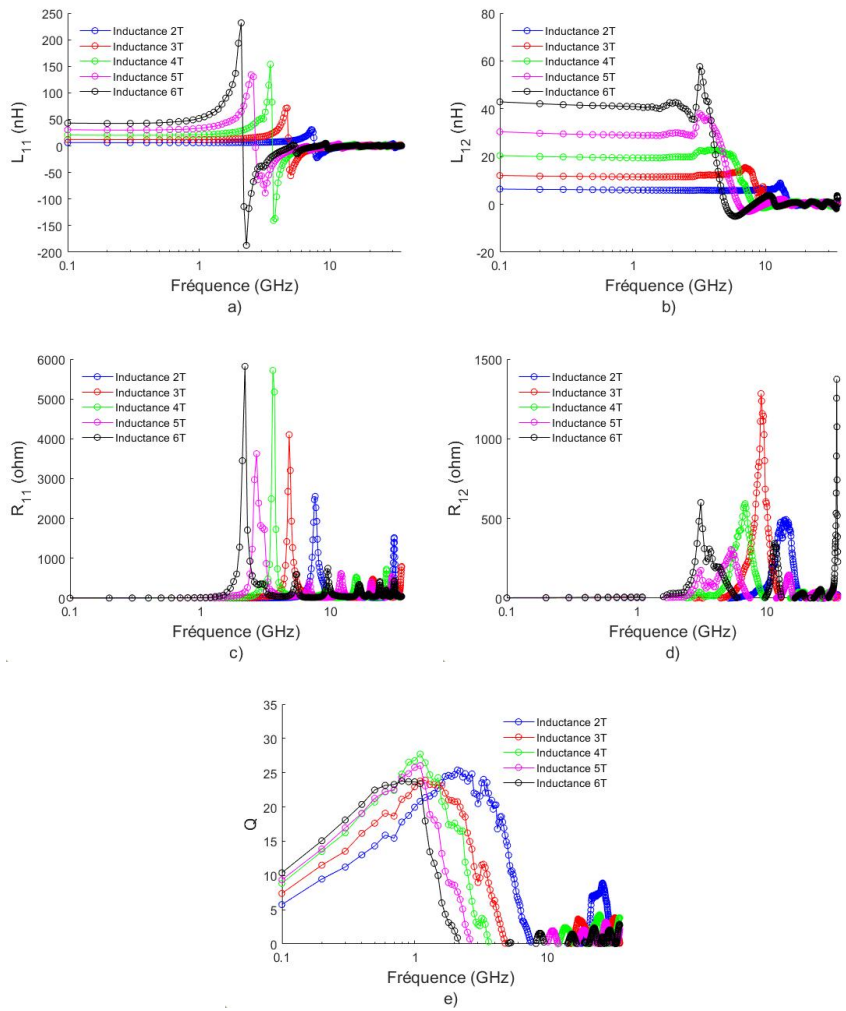
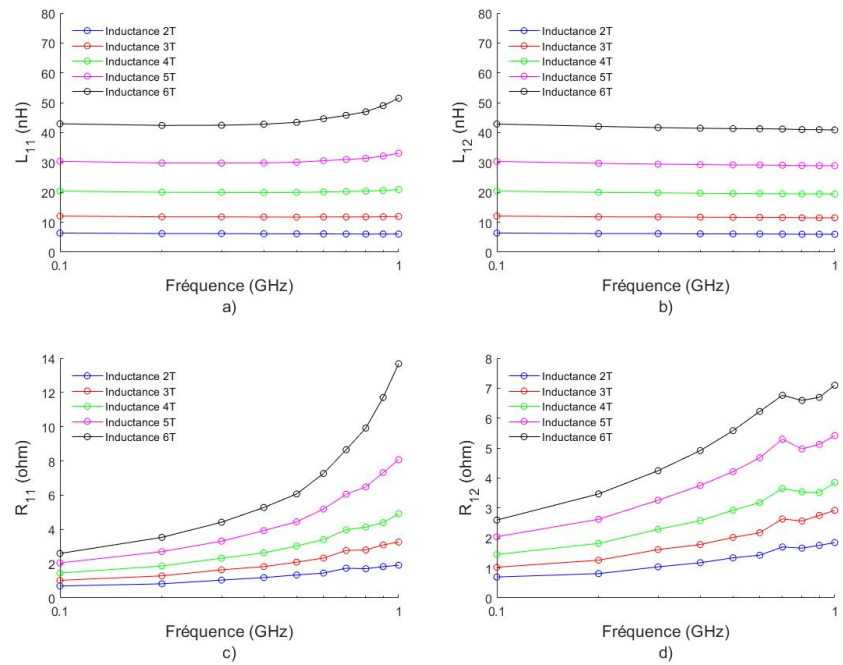


Figure D-3 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différent) : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-4 Fréquence de résonance des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différent)

Inductances	f_{11} (GHz)	f_{12} (GHz)	Q_{pic}
2T	7.55	15.65	7.38
3T	4.85	10.85	9.25
4T	3.35	7.85	9.35
5T	2.65	6.25	10.4
6T	2.15	4.95	7.38



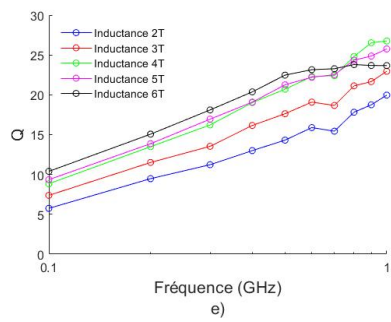


Figure D-4 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence entre 100 MHz et 1 GHz des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différents) : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-5 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différents) à 100 MHz

Inductances	L_{11} (nH)	L_{12} (nH)	R_{11} (ohm)	R_{12} (ohm)	Q
2T	6.40	6.39	0.699	0.699	5.75
3T	12.1	12.1	1.027	1.024	7.38
4T	24.9	24.9	1.692	1.679	9.25
5T	30.4	30.4	2.043	2.044	9.35
6T	43	42.9	2.598	2.599	10.4

Tableau D-6 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques (nombre de tours différents) à 100 MHz

Inductances	L_{100MHz} (Mesure)	L_{100MHz} (Calcul)	R_{100MHz} (Mesure)	R_{100MHz} (Calcul)	Q (Mesure)	Q (Calcul)
2T	6.40	7.2	0.699	0.518	5.75	8.73
3T	12.1	13.8	1.027	0.903	7.38	9.6
4T	24.9	22.8	1.692	1.13	9.25	12.1
5T	30.4	32.9	2.043	1.35	9.35	15
6T	43	45.6	2.598	1.6	10.4	17.8

D.1.2 Impact du substrat sur les inductances sans cœurs magnétiques

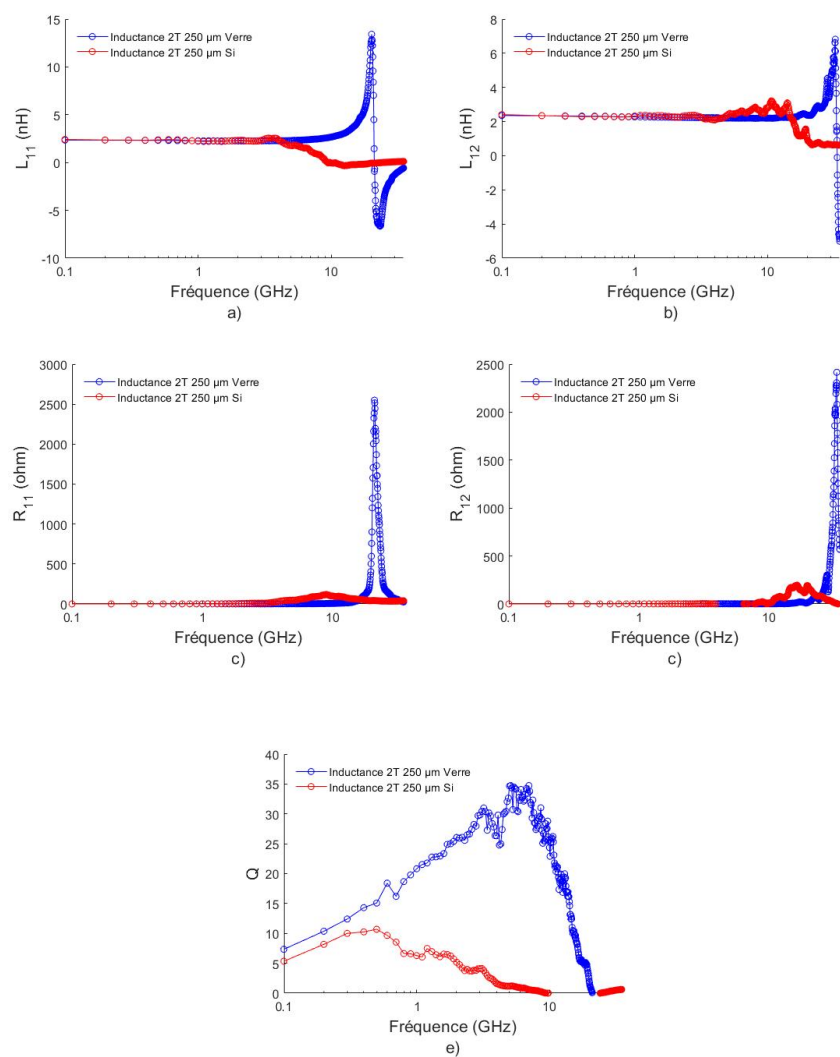


Figure D-5 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

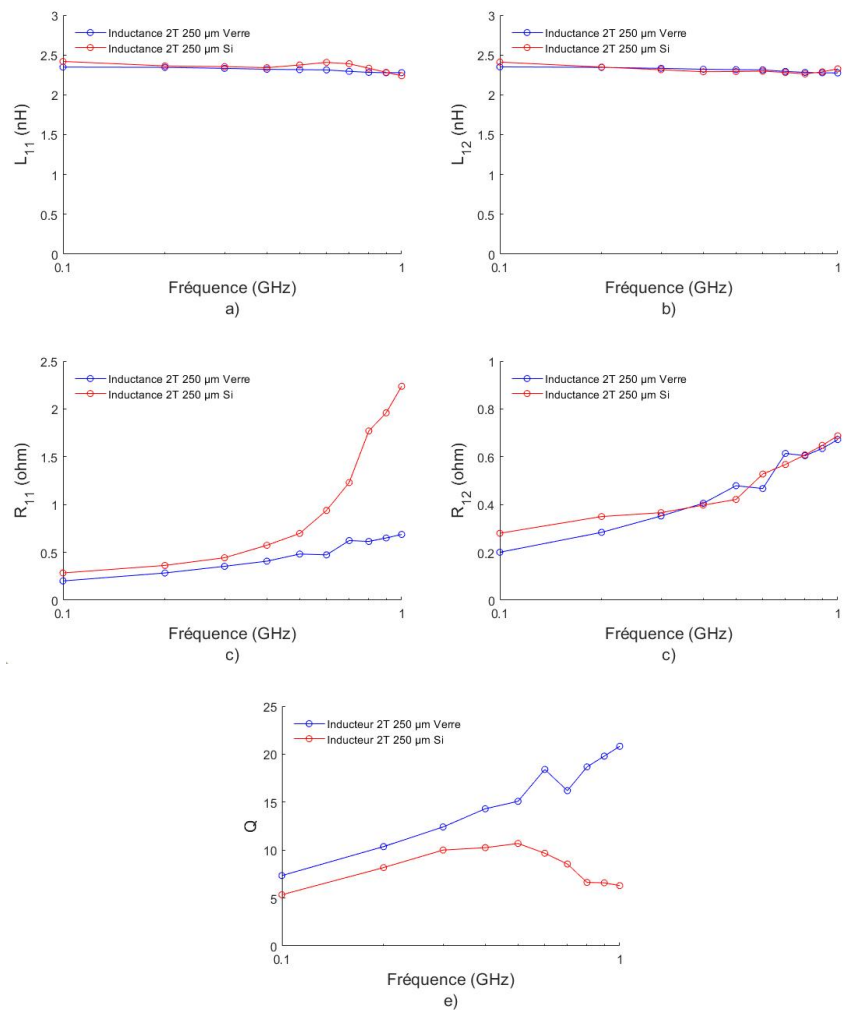


Figure D-6 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d’une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-7 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques sur verre et Si

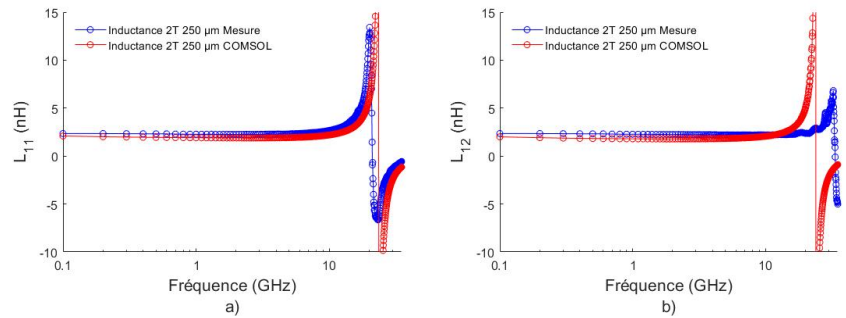
Inductances	f_{11} (Verre)	f_{11} (Si)	f_{12} (Verre)	f_{12} (Si)	Q_{pic} (Verre)	Q_{pic} (Si)
-------------	---------------------	------------------	---------------------	------------------	----------------------	-------------------

250 μm	21.05	15.65	33.45	21.2	34.7	9
500 μm	14.65	7.05	25.95	10.6	31.45	7.49
750 μm	11.25	6.35	21.45	7.7	29.9	6.81
1000 μm	9.05	3.6	16.07	5.12	26.3	7.19
1250 μm	7.55	1.15	15.65	4.85	24.4	7.43
3T	4.85	0.52	10.85	1.2	23.9	7.2
4T	3.35	0.39	7.85	0.8	27.7	6.84
5T	2.65	0.26	6.25	0.46	26	5.23
6T	2.15	0.19	4.95	0.25	23.8	5.28

Tableau D-8 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques sur verre et Si à 100 MHz

Inductances	$L_{100\text{MHz}}$ Verre (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ Si (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ Verre (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ Si (ohm)	Q Verre	Q Si
250 μm	2.35	2.42	0.200	0.285	7.34	5.34
500 μm	3.43	3.35	0.348	0.445	6.19	4.7
750 μm	4.38	4.36	0.452	0.689	6.08	3.97
1000 μm	5.38	5.43	0.522	0.772	6.47	4.37
1250 μm	6.40	6.49	0.699	0.883	5.75	4.59
3T	12.1	13.2	1.027	1.81	7.38	4.56
4T	24.9	23.5	1.692	3.33	9.25	4.83
5T	30.4	38.4	2.043	7.51	9.35	3.21
6T	43	56.1	2.598	16.74	10.4	2.12

D.1.3 Modélisation COMSOL



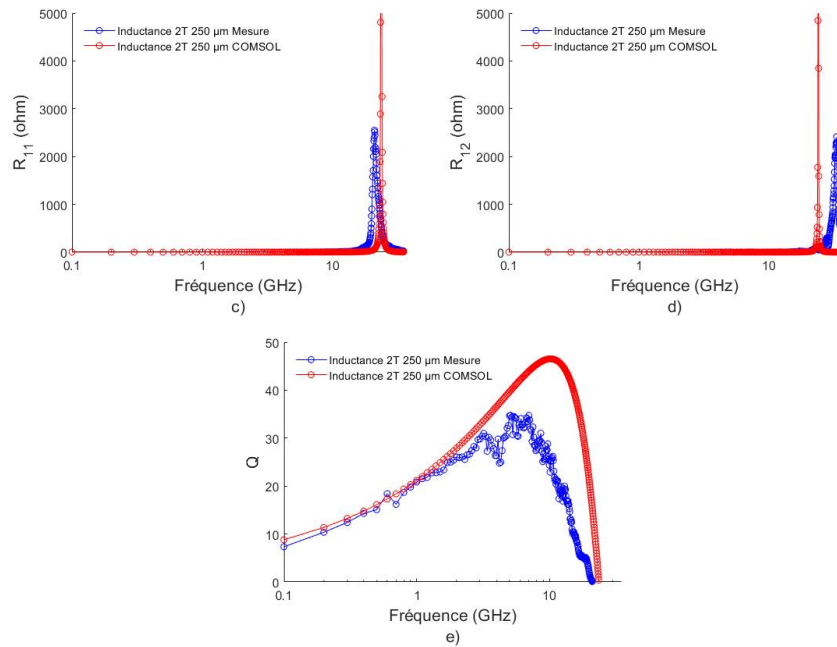
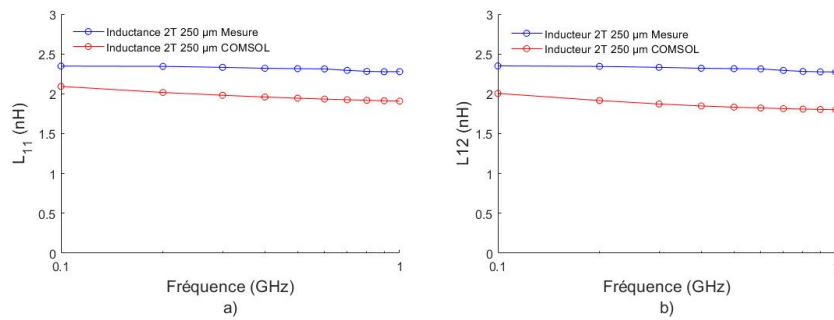


Figure D-7 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques obtenus par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q



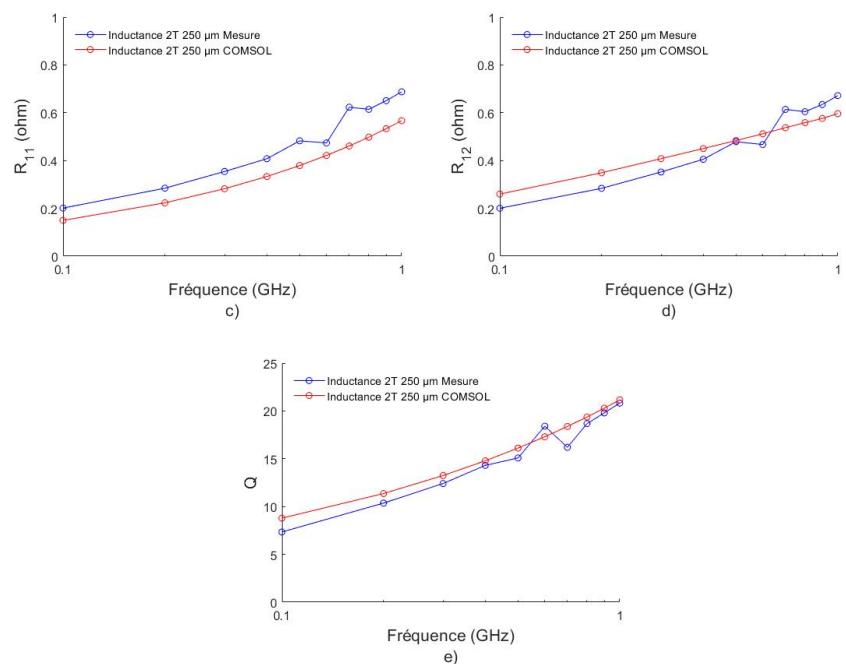


Figure D-8 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques obtenus par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

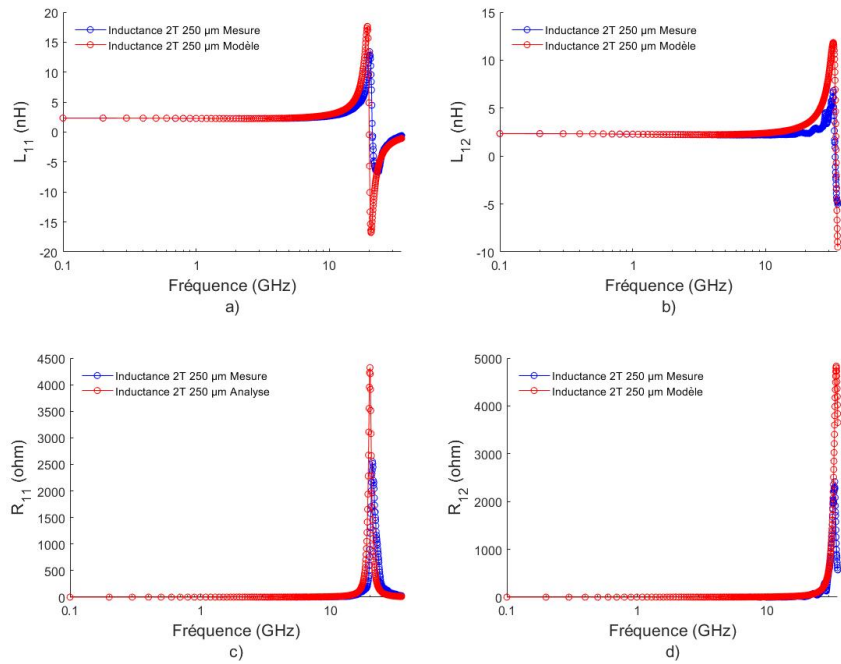
Tableau D-9 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques mesurés et modélisés par COMSOL

Inductances	f_{11} Mesure	f_{11} COMSOL	f_{12} Mesure	f_{12} COMSOL	Q_{pic} Mesure	Q_{pic} COMSOL
250 μm	21.05	23.55	33.45	23.95	34.7	46
500 μm	14.65	16.35	25.95	16.82	31.45	42
750 μm	11.25	14.15	21.45	15.23	29.9	36
1000 μm	9.05	12.3	16.07	12.45	26.3	33
1250 μm	7.55	10.46	15.65	10.87	24.4	32
3T	4.85	8.12	10.85	8.75	23.9	29
4T	3.35	7.45	7.85	7.95	27.7	28
5T	2.65	5.15	6.25	5.25	26	31
6T	2.15	4.68	4.95	4.95	23.8	34

Tableau D-10 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques sur mesurées et modélisées sur COMSOL à 100 MHz

Inductances	L_{100MHz} Mesure (nH)	L_{100MHz} COMSOL (nH)	R_{100MHz} Mesure (ohm)	R_{100MHz} COMSOL (ohm)	Q Mesure	Q COMSOL
250 μm	2.35	2.09	0.200	0.145	7.34	8.54
500 μm	3.43	3.21	0.348	0.238	6.19	4.7
750 μm	4.38	4.36	0.452	0.689	6.08	3.97
1000 μm	5.38	5.43	0.522	0.772	6.47	4.37
1250 μm	6.40	6.49	0.699	0.883	5.75	4.59
3T	12.1	13.2	1.027	1.81	7.38	4.56
4T	24.9	23.5	1.692	3.33	9.25	4.83
5T	30.4	38.4	2.043	7.51	9.35	3.21
6T	43	56.1	2.598	16.74	10.4	2.12

D.1.4 Modélisation analytique



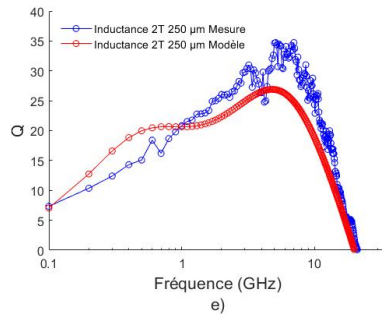
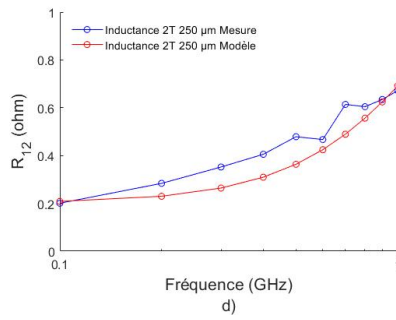
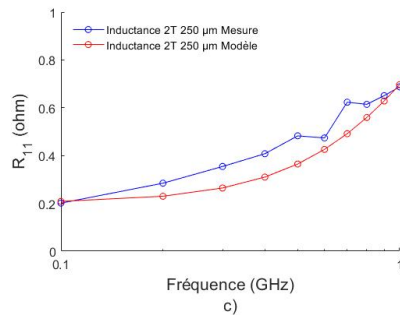
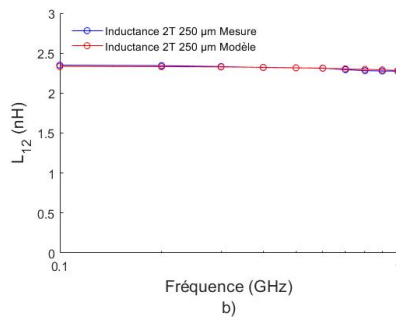
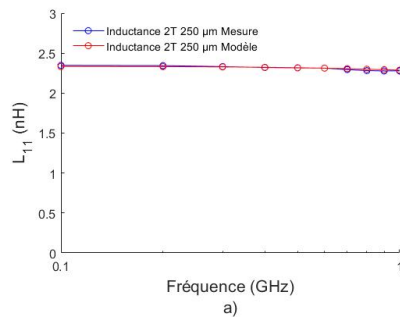


Figure D-9 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques obtenus par mesure et par circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q



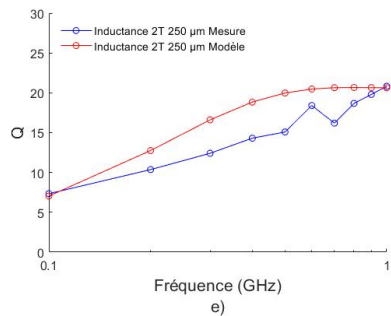


Figure D-10 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d’une inductance 2T 250 μm sans cœurs magnétiques obtenus par mesure et par circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-11 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances sans cœurs magnétiques mesurés et modélisés par circuit équivalent

Inductances	f_{11} (Mesure)	f_{11} (Modèle)	f_{12} (Mesure)	f_{12} (Modèle)	Q_{pic} (Mesure)	Q_{pic} (Modèle)
250 μm	21.05	21.1	33.45	33.35	35	29
500 μm	14.65	14.6	25.95	26.1	32.3	28
750 μm	11.25	11.3	21.45	21.4	30.3	27.8
1000 μm	9.05	9.1	16.07	16.2	26.2	24.3
1250 μm	7.55	7.65	15.65	15.4	20.9	18.4
3T	4.85	4.85	10.85	10.8	23.9	22.1
4T	3.35	3.4	7.85	7.9	23.5	21.4
5T	2.65	2.65	6.25	6.4	26	23
6T	2.15	2.25	4.95	5.01	23.8	21.4

Tableau D-12 Caractéristiques électriques des inductances sans cœurs magnétiques mesurées et modélisées par circuit équivalent à 100 MHz

Inductances	$L_{100\text{MHz}}$ Mesure (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ Modèle (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ Mesure (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ Modèle (ohm)	Q Mesure	Q Modèle
250 μm	2.35	2.33	0.200	0.208	7.34	7.04
500 μm	3.43	3.44	0.348	0.352	7.72	7.51
750 μm	4.38	4.37	0.452	0.464	8.3	7.95
1000 μm	5.38	5.4	0.522	0.528	8.74	8.58
1250 μm	6.40	6.32	0.699	0.704	8.77	8.62
3T	12.1	12.13	1.027	1.035	7.38	7.12
4T	24.9	24.8	1.692	1.710	9.25	8.95
5T	30.4	30.32	2.043	2.051	9.35	9.12
6T	43	43.2	2.598	2.612	10.4	9.83

D.2 Caractérisation et modélisation des inductances Ni45Fe55

D.2.1 Mesures RF des inductances Ni45Fe55

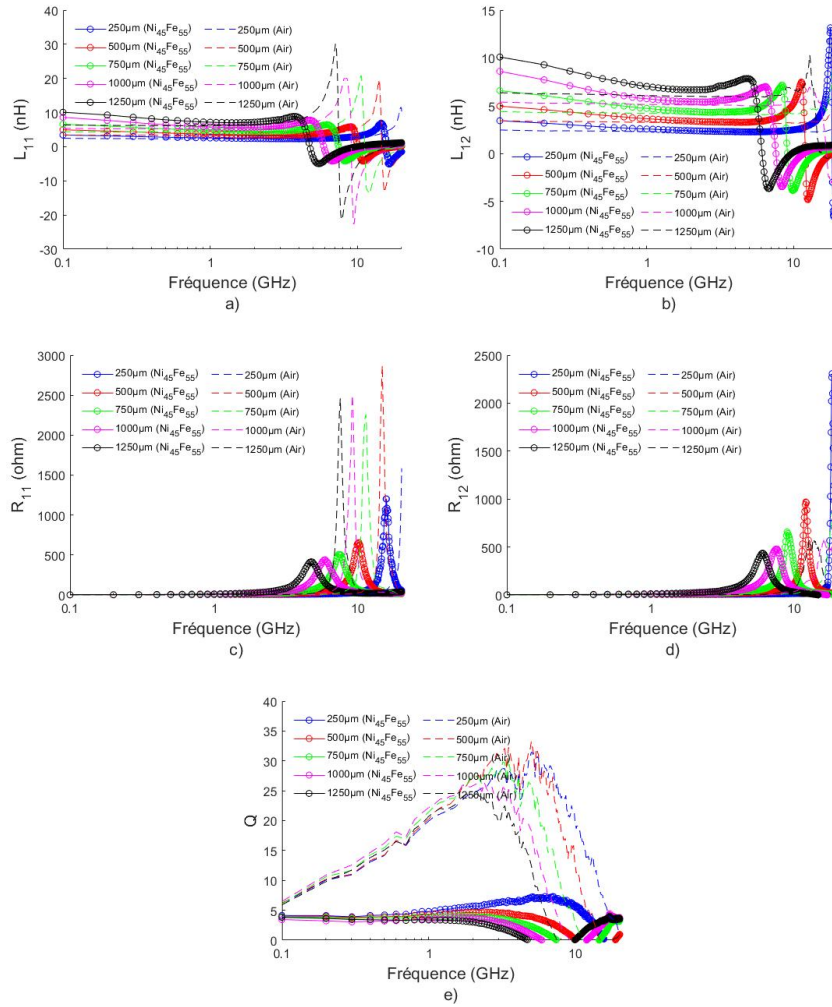


Figure D-11 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances Ni₄₅Fe₅₅ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-13 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Ni₄₅Fe₅₅ (2T de longueurs différentes)

Inductances 2T	f_{11} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	f_{11} (Air)	f_{12} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	f_{12} (Air)	Q_{pic} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	Q_{pic} (Air)
250 μ m	15.65	21.05	18.35	33.45	7.19	31.5
500 μ m	10.5	14.65	12.5	25.95	4.72	32.3
750 μ m	7.45	11.25	9.15	21.45	4	30.3
1000 μ m	5.95	9.05	7.55	16.07	3.75	26.2
1250 μ m	4.75	7.55	6.15	15.65	3.82	24.5

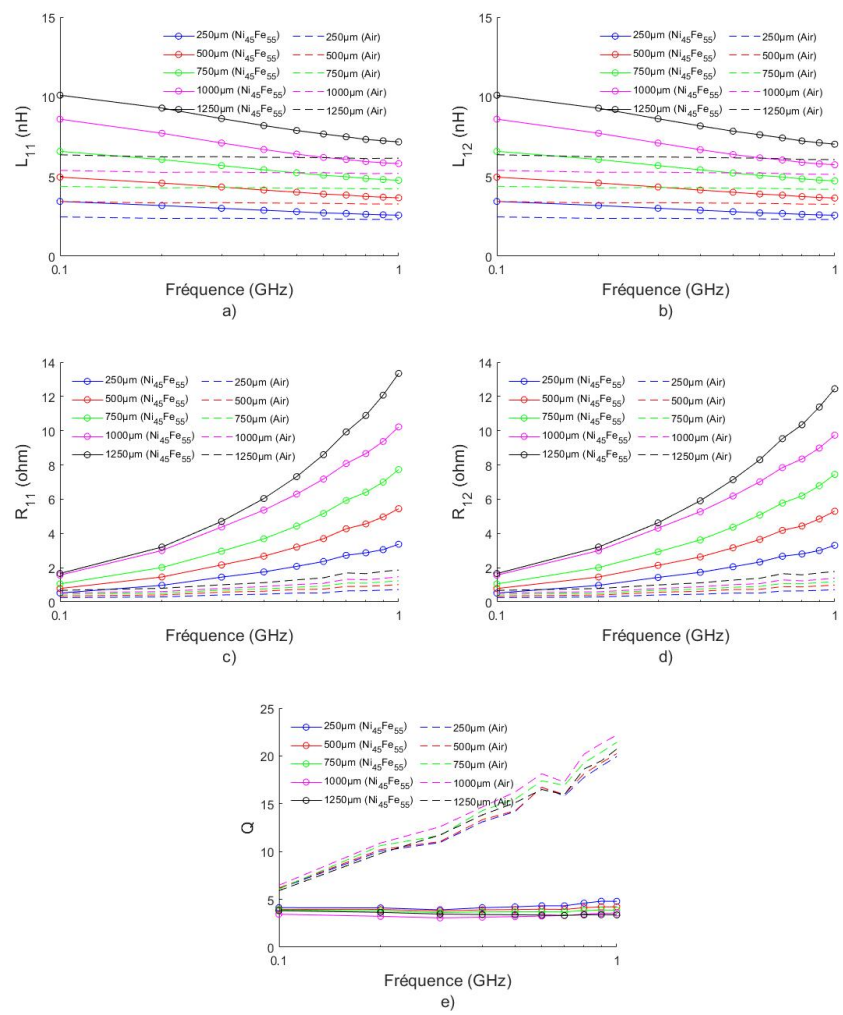


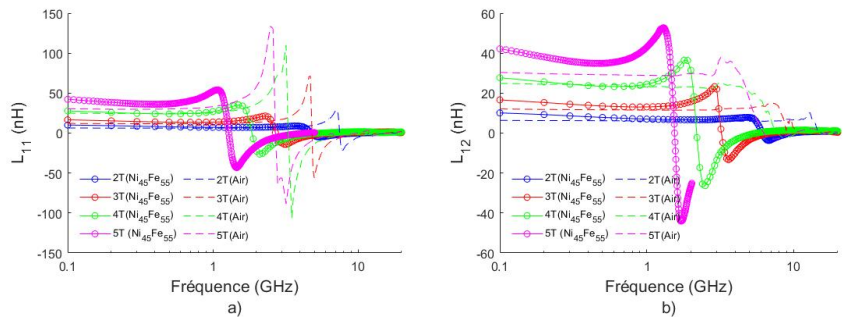
Figure D-12 Caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances Ni₄₅Fe₅₅ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-14 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances Ni₄₅Fe₅₅ et sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes)

Inductances 2T	L_{100MHz} Ni ₄₅ Fe ₅₅ (nH)	L_{100MHz} Air (nH)	R_{100MHz} Ni ₄₅ Fe ₅₅ (ohm)	R_{100MHz} Air (ohm)	Q Ni ₄₅ Fe ₅₅	Q Air
250 μm	3.43	2.35	0.52	0.2	4.13	7.34
500 μm	4.96	3.43	0.78	0.34	3.96	6.19
750 μm	6.58	4.38	1.05	0.45	3.91	6.08
1000 μm	8.6	5.38	1.56	0.52	3.47	6.47
1250 μm	10.1	6.36	1.66	0.66	3.82	5.91

Tableau D-15 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances Ni₄₅Fe₅₅ (2T de longueurs différentes) à 100 MHz

Inductances 2T	L_{100MHz} (Mesure)	L_{100MHz} (Calcul)	R_{100MHz} (Mesure)	R_{100MHz} (Calcul)	Q (Mesure)	Q (Calcul)
250 μm	3.43	3.01	0.52	0.22	4.13	8.53
500 μm	4.96	5.13	0.78	0.329	3.96	9.79
750 μm	6.58	7.37	1.05	0.439	3.91	10.56
1000 μm	8.6	9.71	1.56	0.55	3.47	11.1
1250 μm	10.1	12.12	1.66	0.66	3.82	11.51



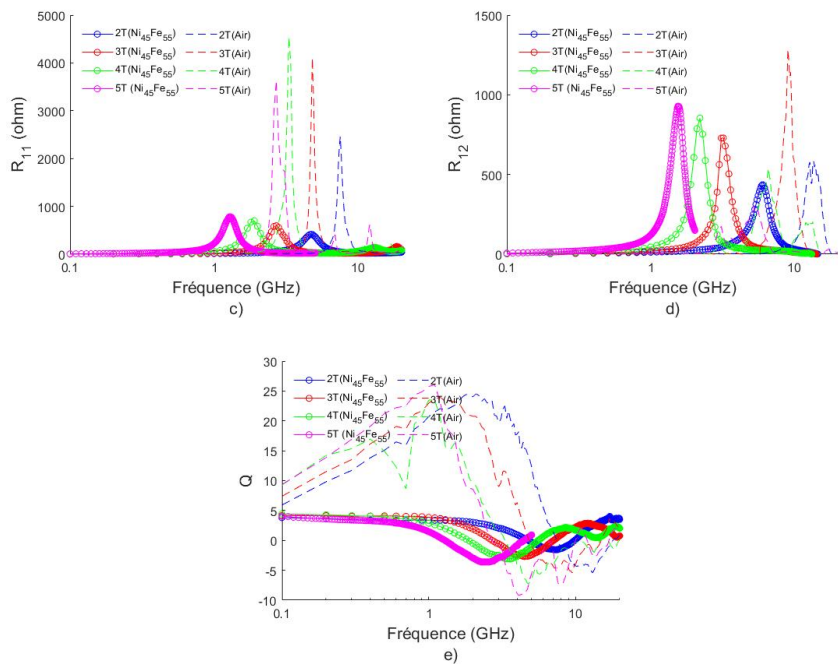


Figure D-13 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances Ni₄₅Fe₅₅ (nombre de tours différents): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-16 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Ni₄₅Fe₅₅ et sans cœurs magnétiques (nombre de tours différent)

Inductances	f_{11} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	f_{11} (Air)	f_{12} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	f_{12} (Air)	Q_{pic} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	Q_{pic} (Air)
2T	4.75	7.55	6.15	15.65	3.82	24.5
3T	2.75	4.85	3.25	10.85	4.15	23.9
4T	1.85	3.35	2.15	7.85	4.42	23.5
5T	1.25	2.65	1.55	6.25	4.25	26.2

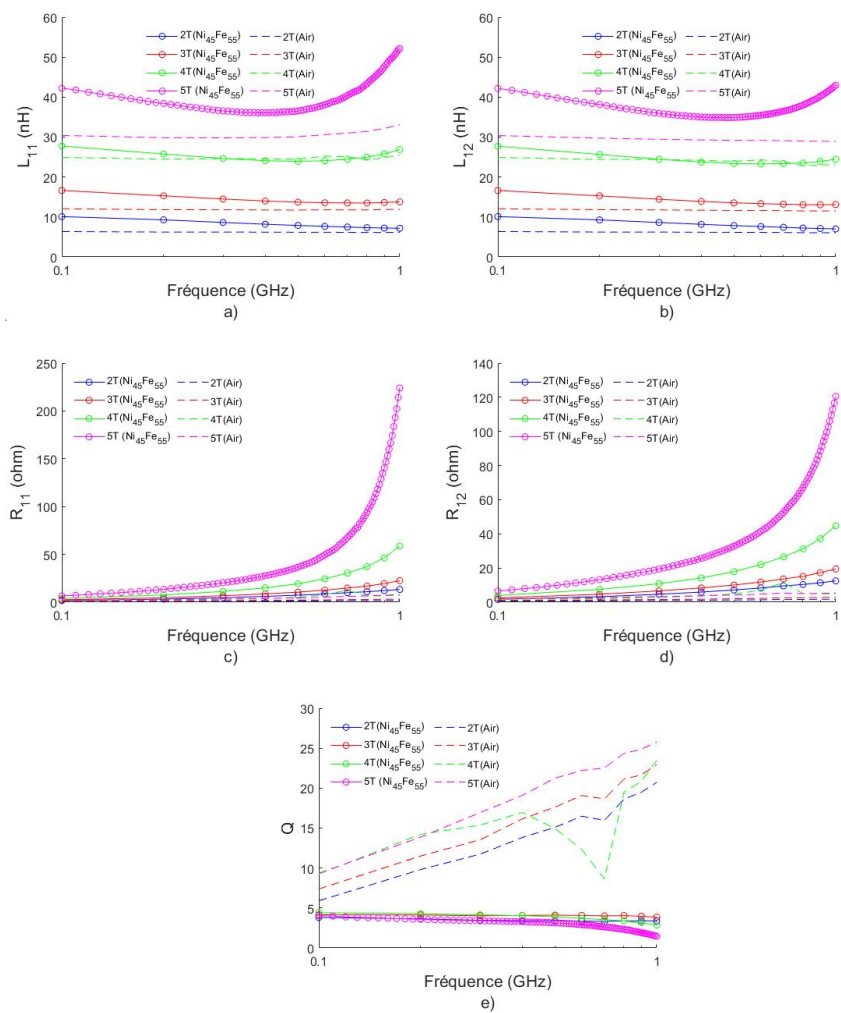


Figure D-14 Caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (nombre de tours différents): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

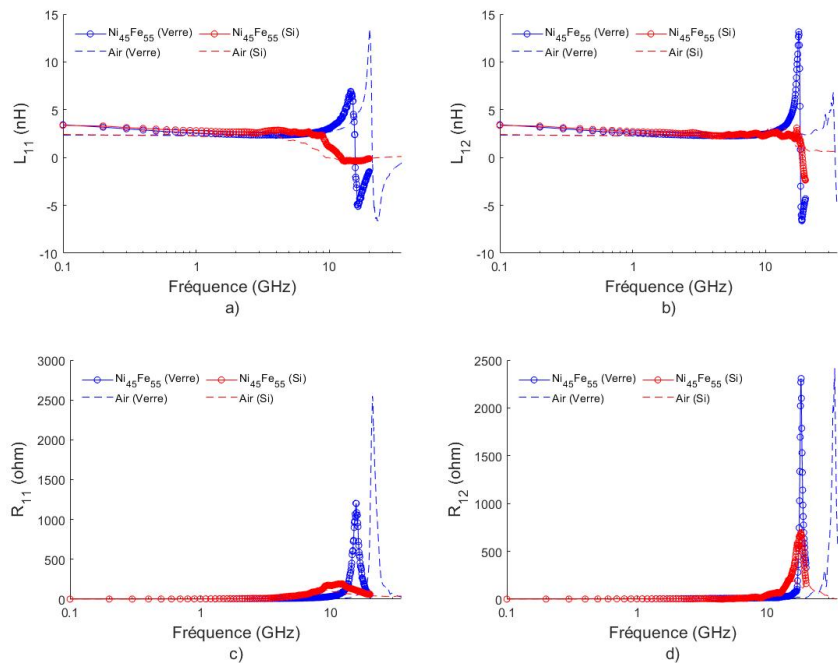
Tableau D-17 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances Ni45Fe55 et sans cœurs magnétiques (nombre de tours différents)

Inductances	L_{100MHz} Ni45Fe55 (nH)	L_{100MHz} Air (nH)	R_{100MHz} Ni45Fe55 (ohm)	R_{100MHz} Air (ohm)	Q Ni45Fe55	Q Air
2T	10.1	6.40	1.66	0.699	3.82	5.75
3T	16.6	12.1	2.51	1.027	4.15	7.38
4T	27.8	24.9	3.94	1.692	4.42	9.25
5T	46.5	30.4	6.54	2.043	4.04	9.35

Tableau D-18 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances Ni45Fe55 (2T de longueurs différentes) à 100 MHz

Inductances	L_{100MHz} (Mesure)	L_{100MHz} (Calcul)	R_{100MHz} (Mesure)	R_{100MHz} (Calcul)	Q (Mesure)	Q (Calcul)
2T	10.1	12.12	1.66	0.618	3.82	11.51
3T	16.6	22.3	2.51	1.04	4.15	13.16
4T	27.8	34.7	3.94	1.49	4.42	14.55
5T	46.5	45.9	6.54	1.91	4.04	15.08

D.2.2 Impact du substrat sur les inductances Ni45Fe55



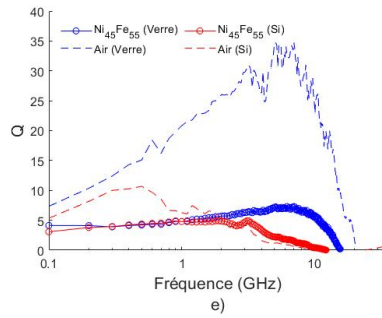
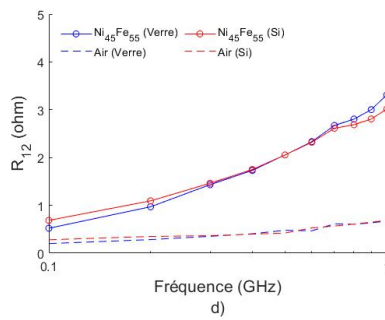
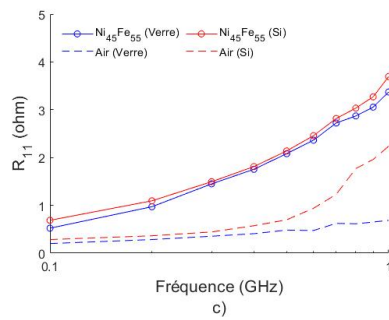
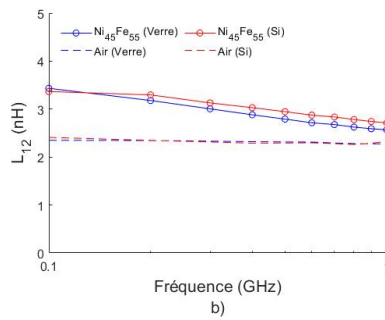
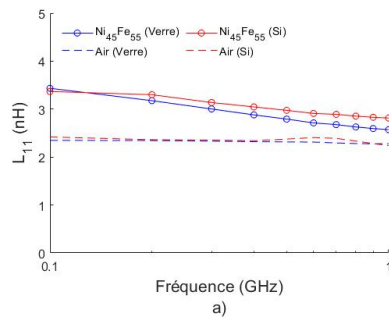


Figure D-15 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q



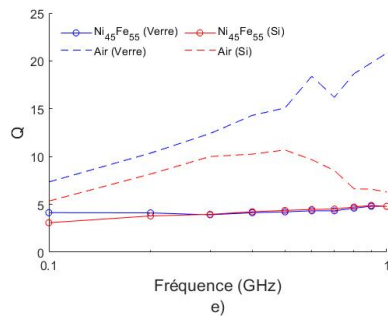


Figure D-16 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d’une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-19 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ fabriquées sur verre et Si

Inductances	f_{11} (Verre)	f_{11} (Si)	f_{12} (Verre)	f_{12} (Si)	Q_{pic} (Verre)	Q_{pic} (Si)
250 μm	15.65	12.2	18.35	18.85	7.19	6.21
500 μm	10.5	8.85	12.5	13.35	4.72	4.58
750 μm	7.45	6.95	9.15	9.75	4	4.58
1000 μm	5.95	5.35	7.55	7.35	3.75	4.59
1250 μm	4.75	3.65	6.15	5.15	5.85	4.24
3T	2.75	2.65	3.25	2.85	4.15	2.88
4T	1.85	1.75	2.15	2.25	4.42	4.72
5T	1.25	-	1.55	-	4.25	-
6T	-	0.35	-	0.85	-	1.42

Tableau D-20 Caractéristiques électriques des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ fabriquées sur verre et Si

Inductances	$L_{100\text{MHz}}$ Verre (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ Si (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ Verre (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ Si (ohm)	Q Verre	Q Si
250 μm	3.43	3.37	0.52	0.68	4.13	3.08
500 μm	4.96	5.03	0.78	0.82	3.96	3.82
750 μm	6.58	6.69	1.05	1.1	3.91	3.81
1000 μm	8.6	8.43	1.56	1.37	3.47	3.85
1250 μm	10.1	10.2	1.66	1.7	3.82	3.76
3T	16.6	13.5	2.51	3.34	4.15	2.54
4T	27.8	29.6	3.94	3.94	4.42	4.72
5T	46.5	-	6.54	-	4.04	-
6T	-	56.6	-	25	-	1.42

D.2.3 Modélisation COMSOL

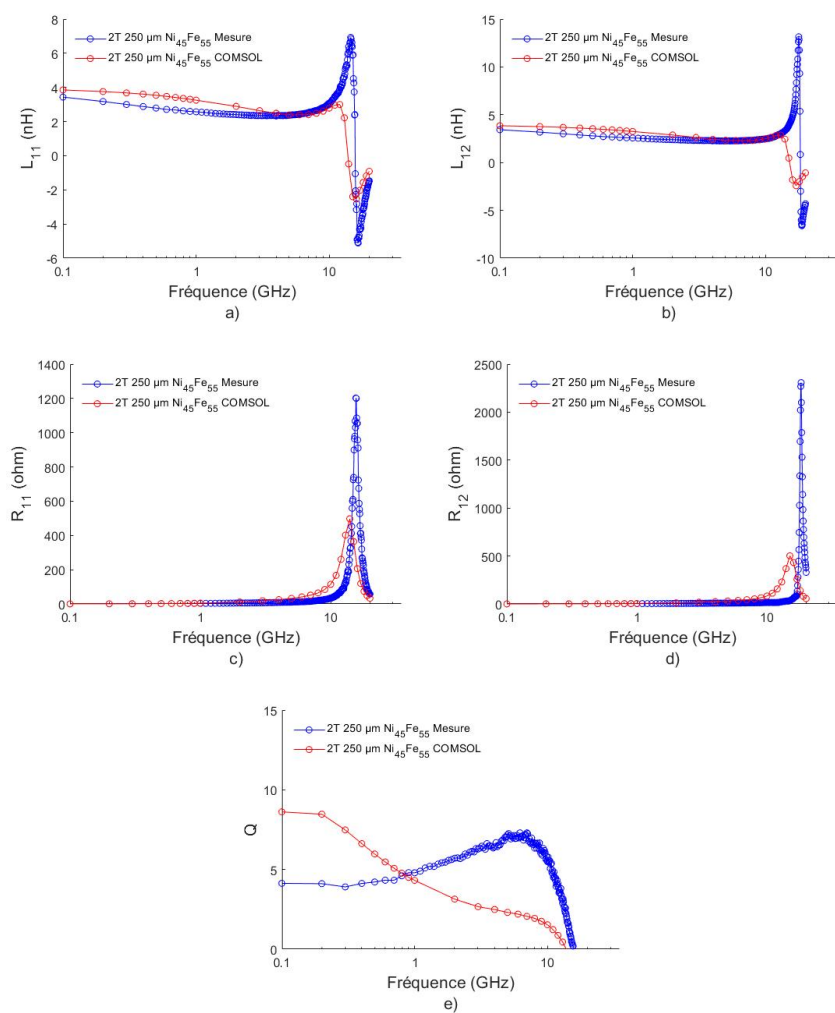


Figure D-17 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ obtenues par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

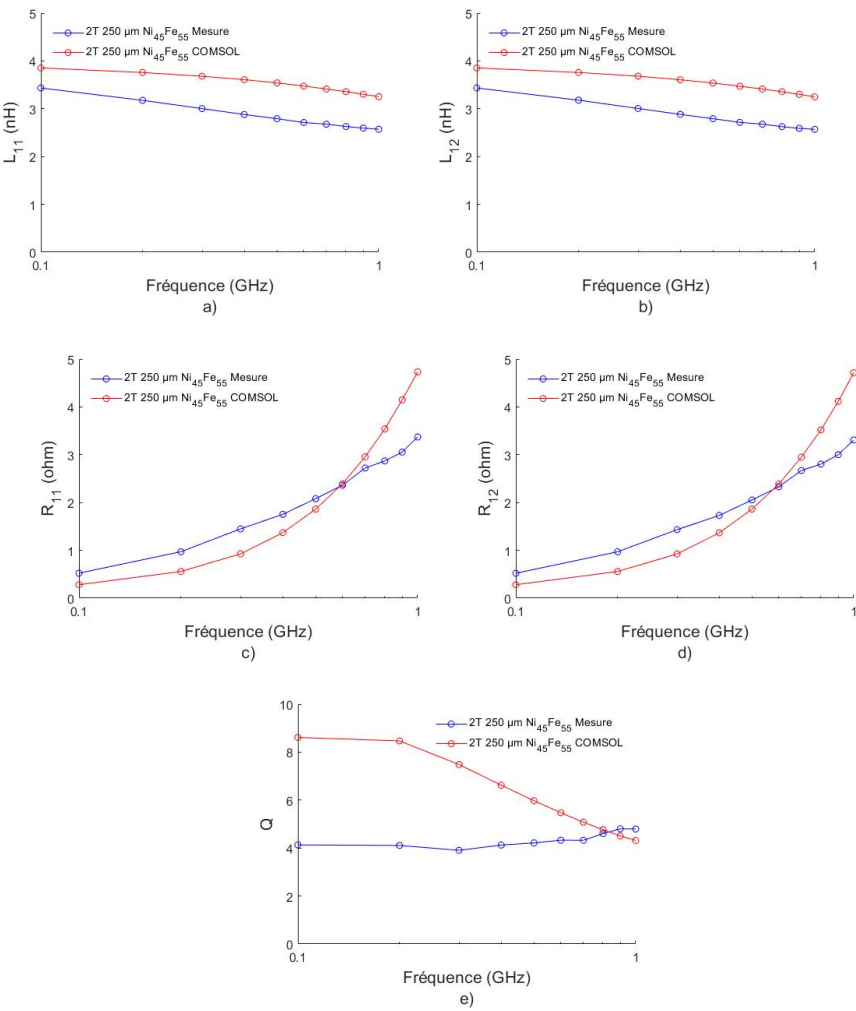


Figure D-18 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d’une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ obtenues par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-21 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ mesurés et modélisés par COMSOL

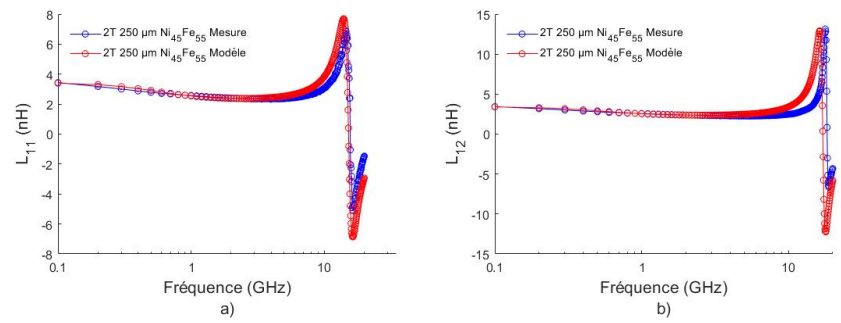
Inductances	f_{11} (Mesure)	f_{11} (COMSOL)	f_{12} (Mesure)	f_{12} (COMSOL)	Q_{pic} (Mesure)	Q_{pic} (COMSOL)
250 μm	15.65	13.5	18.35	15.5	7.19	8.61

500 μm	10.5	7.5	12.5	9.5	4.72	7.21
750 μm	7.45	5.5	9.15	7.5	4	6.35
1000 μm	5.95	3.5	7.55	6.5	3.75	5.25
1250 μm	4.75	2.5	6.15	5.32	5.85	7.3
3T	2.75	1.5	3.25	2.65	4.15	6.6
4T	1.85	1.1	2.15	1.55	4.42	5.6
5T	1.25	0.9	1.55	1.35	4.25	4.8

Tableau D-22 Caractéristiques électriques des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ mesurées et modélisées par COMSOL à 100 MHz

Inductances	$L_{100\text{MHz}}$ Mesure (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ COMSOL (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ Mesure (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ COMSOL (ohm)	Q Mesure	Q COMSOL
250 μm	3.43	3.84	0.52	0.258	4.13	8.61
500 μm	4.96	5.34	0.78	0.35	3.96	7.21
750 μm	6.58	6.97	1.05	0.526	3.91	6.35
1000 μm	8.6	9.12	1.56	0.758	3.47	5.25
1250 μm	10.1	11.1	1.66	0.854	3.82	7.3
3T	16.6	18.21	2.51	1.75	4.15	6.6
4T	27.8	30.12	3.94	3.12	4.42	5.6
5T	46.5	49.25	2.87	3.18	4.06	4.8

D.2.4 Modélisation analytique



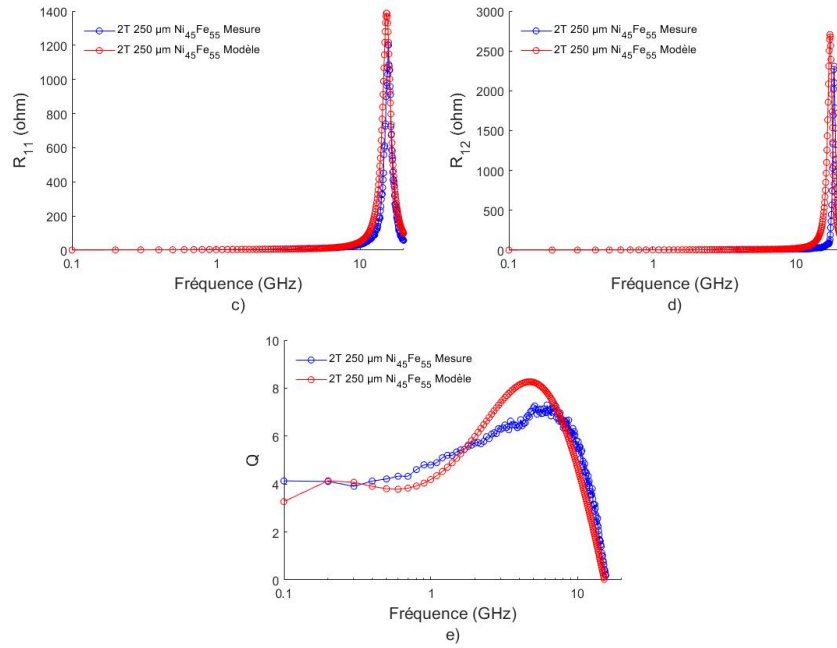
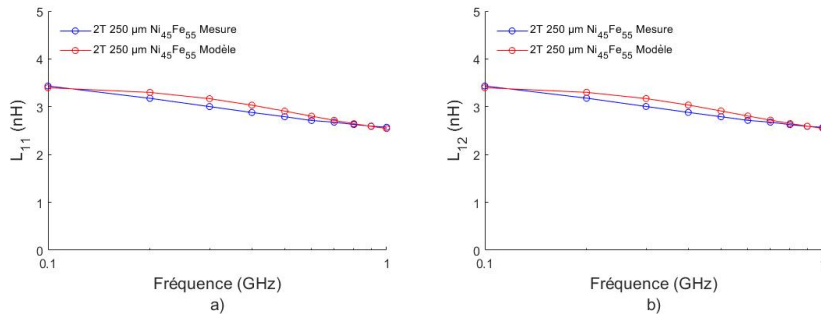


Figure D-19 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ obtenues par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q



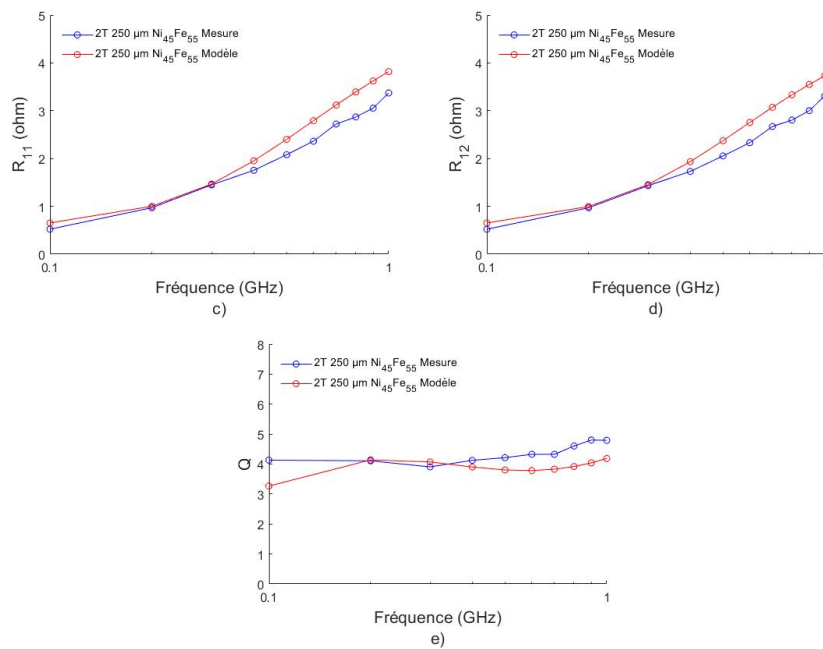


Figure D-20 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ obtenus par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-23 Fréquence de résonance et pic du facteur de qualité des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ mesurées et obtenues par modèle circuit équivalent

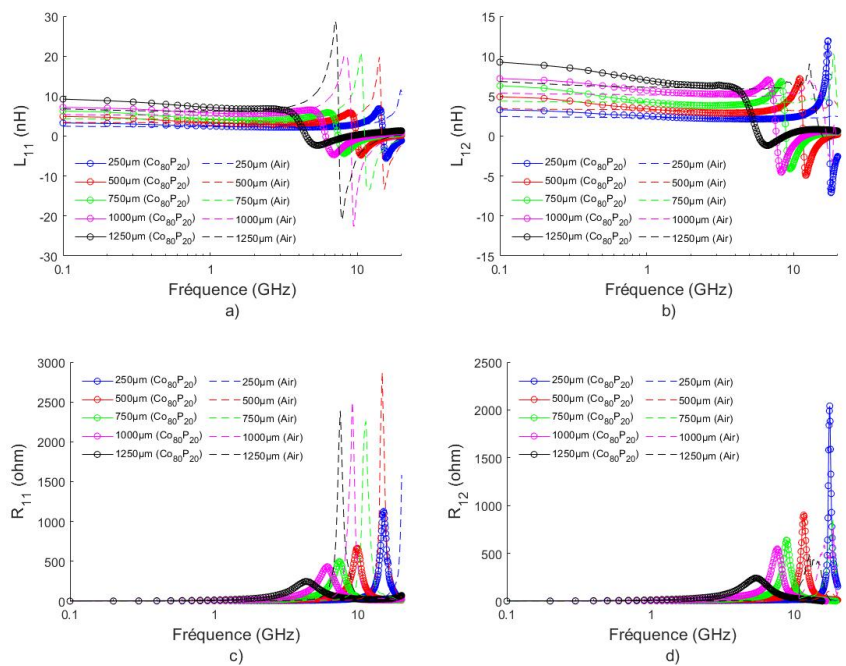
Inductances	f_{11} (Mesure)	f_{11} (Analytique)	f_{12} (Mesure)	f_{12} (Analytique)	Q_{pic} (Mesure)	Q_{pic} (Analytique)
250 μm	15.65	15.35	18.35	17.2	7.19	8.2
500 μm	10.5	10.45	12.5	12.05	4.72	5.28
750 μm	7.45	7.15	9.15	8.86	4	4.35
1000 μm	5.95	5.75	7.55	7.15	3.75	4.25
1250 μm	4.75	4.35	6.15	6.7	5.85	6.3
3T	2.75	2.5	3.25	2.85	4.15	4.35
4T	1.85	1.8	2.15	2.05	4.42	4.9
5T	1.25	1.05	1.55	1.45	4.25	4.65

Tableau D-24 Caractéristiques électriques des inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ mesurées et obtenues par modèle circuit équivalent à 100 MHz

Inductances	L_{100MHz} Mesure (nH)	L_{100MHz} Analytique (nH)	R_{100MHz} Mesure (ohm)	R_{100MHz} Analytique (ohm)	Q Mesure	Q Analytique
250 μm	3.43	3.38	0.52	0.65	4.13	3.25
500 μm	4.96	4.82	0.78	0.82	3.96	7.51
750 μm	6.58	6.36	1.05	1.13	3.91	7.95
1000 μm	8.6	8.42	1.56	1.58	3.47	8.58
1250 μm	10.1	9.82	1.66	1.71	3.82	8.62
3T	16.6	16.32	2.51	2.54	4.15	7.12
4T	27.8	27.26	3.94	4.02	4.42	8.95
5T	46.5	46.25	2.87	2.98	4.06	9.12

D.3 Caractérisation et modélisation des inductances Co80P20

D.3.1 Mesures RF des inductances Co80P20



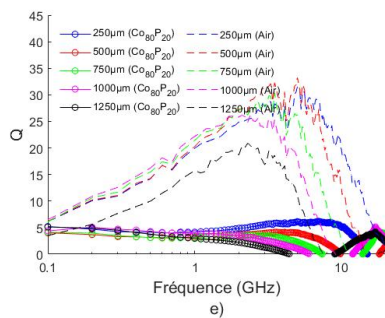
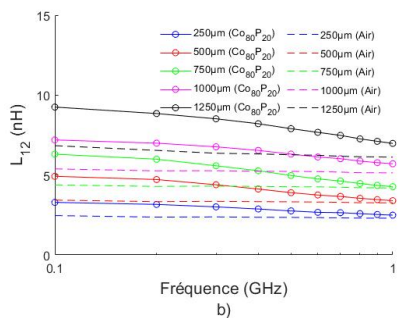
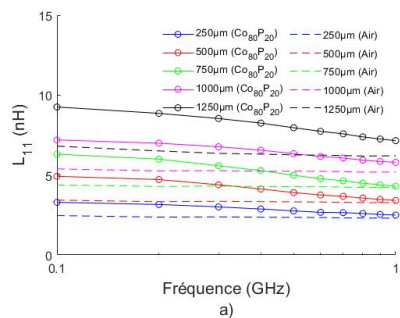


Figure D-21 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-25 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et sans cœurs magnétiques

Inductances 2T	f_{11} ($\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$)	f_{11} (Air)	f_{12} ($\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$)	f_{12} (Air)	Q_{pic} ($\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$)	Q_{pic} (Air)
250 μm	15.55	21.05	17.85	33.45	6.33	31.5
500 μm	9.85	14.65	11.65	25.95	4.14	32.3
750 μm	7.45	11.25	8.85	21.45	4.13	30.3
1000 μm	6.05	9.05	7.65	16.07	5.06	26.2
1250 μm	4.45	7.55	7.75	15.65	5.11	24.5



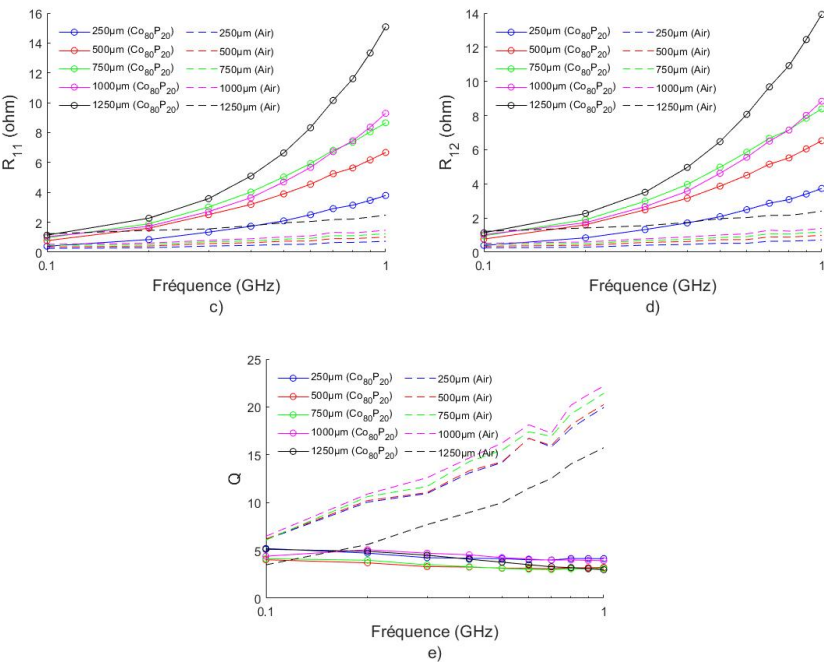


Figure D-22 Caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances Co₈₀P₂₀ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-26 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances Co₈₀P₂₀ et sans cœurs magnétiques (2T de longueurs différentes)

Inductances 2T	$L_{100\text{MHz}}$ Co ₈₀ P ₂₀ (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ Air (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ Co ₈₀ P ₂₀ (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ Air (ohm)	Q Co ₈₀ P ₂₀	Q Air
250 μm	3.29	2.35	0.39	0.2	5.19	7.34
500 μm	4.92	3.43	0.76	0.34	4.02	6.19
750 μm	6.3	4.38	0.85	0.45	4.13	6.08
1000 μm	7.2	5.38	1.03	0.52	4.09	6.47
1250 μm	9.26	6.36	1.13	0.66	5.11	5.91

Tableau D-27 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances Co₈₀P₂₀ (2T de longueurs différentes) à 100 MHz

Inductances 2T	$L_{100\text{MHz}}$ (Mesure)	$L_{100\text{MHz}}$ (Calcul)	$R_{100\text{MHz}}$ (Mesure)	$R_{100\text{MHz}}$ (Calcul)	Q (Mesure)	Q (Calcul)
250 μm	3.29	2.94	0.39	0.22	5.19	8.41
500 μm	4.92	5	0.76	0.327	4.02	9.61

750 μm	6.3	7.19	0.85	0.436	4.13	10.36
1000 μm	7.2	9.47	1.03	0.545	4.09	10.89
1250 μm	9.26	11.81	1.13	0.65	5.11	11.29

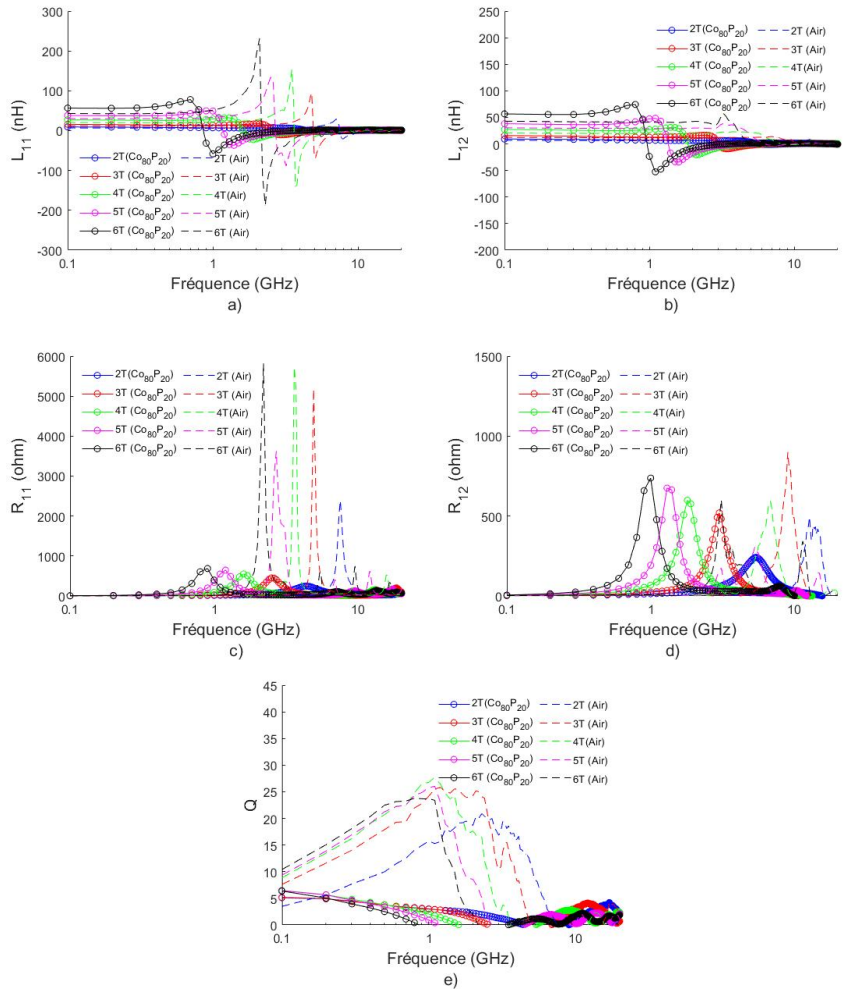


Figure D-23 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (nombre de tour différent): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-28 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et sans cœurs magnétiques (nombre de tour différent):

Inductances	f_{11} (Co ₈₀ P ₂₀)	f_{11} (Air)	f_{12} (Co ₈₀ P ₂₀)	f_{12} (Air)	Q_{pic} (Co ₈₀ P ₂₀)	Q_{pic} (Air)
2T	4.45	7.55	7.75	15.65	5.11	24.5
3T	2.55	4.85	3.05	10.85	5.19	23.9
4T	1.65	3.35	1.85	7.85	6.49	23.5
5T	1.15	2.65	1.35	6.25	6.44	26.2
6T	0.85	2.15	0.95	4.95	6.37	23.8

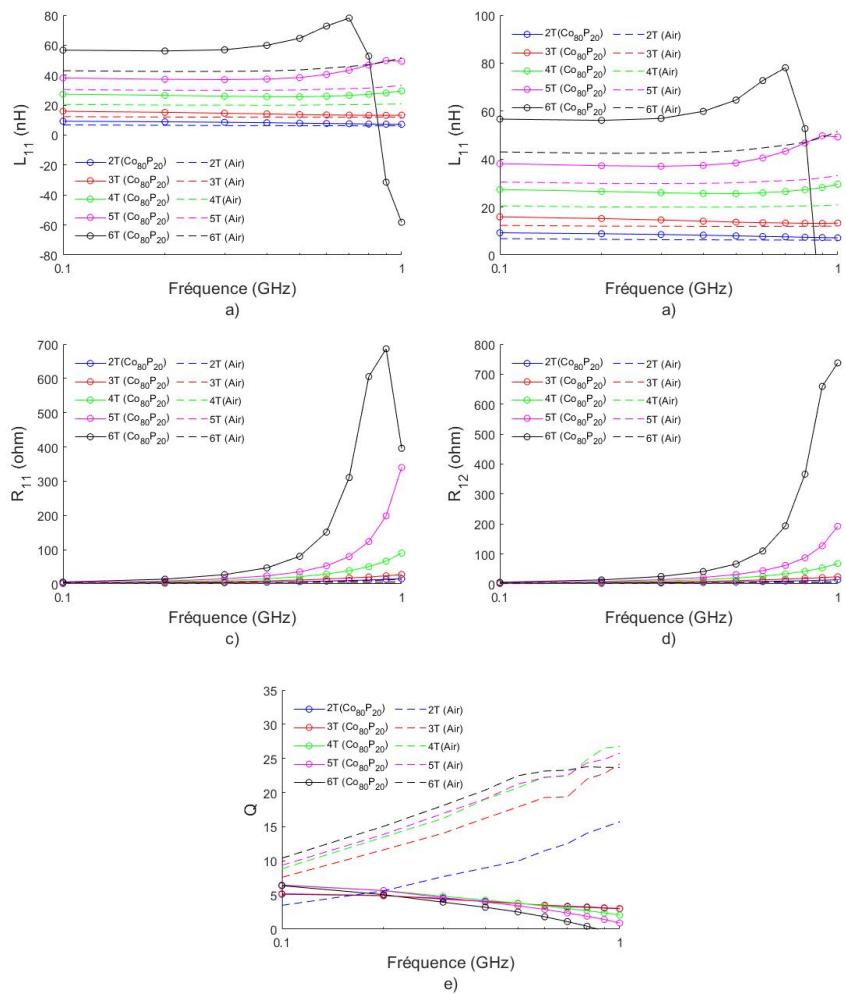


Figure D-24 Caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances Co₈₀P₂₀ des inductances Co₈₀P₂₀ (nombre de tour différent): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

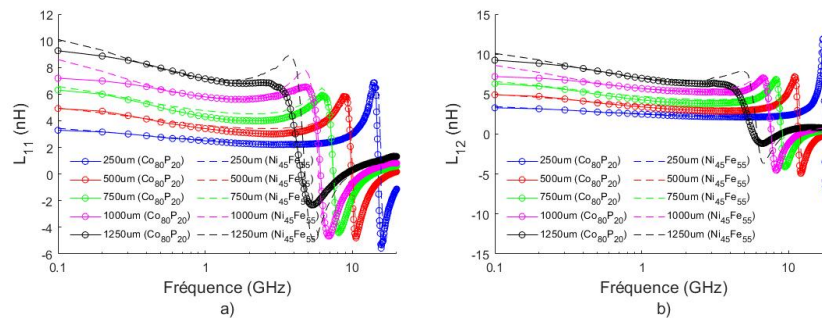
Tableau D-29 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et sans cœurs magnétiques (nombre de tour différent)

Inductances	$L_{100\text{MHz}}$ $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ Air (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ Air (ohm)	Q $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	Q Air
2T	9.26	6.36	1.13	0.66	5.11	7.38
3T	15.9	12.1	1.92	1.027	5.19	9.25
4T	27.3	24.9	2.64	1.692	6.49	9.35
5T	38.1	30.4	3.74	2.043	6.44	10.4
6T	56.7	43	5.59	2.598	6.37	7.38

Tableau D-30 Comparaison entre mesure et calcul des caractéristiques électriques des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (nombre de tours différent) à 100 MHz

Inductances	$L_{100\text{MHz}}$ (Mesure)	$L_{100\text{MHz}}$ (Calcul)	$R_{100\text{MHz}}$ (Mesure)	$R_{100\text{MHz}}$ (Calcul)	Q (Mesure)	Q (Calcul)
2T	9.26	11.81	1.13	0.65	5.11	11.29
3T	15.9	21.7	1.92	1.05	5.19	12.94
4T	27.3	33.89	2.64	1.48	6.49	14.33
5T	38.1	45.1	3.74	1.9	6.44	14.9
6T	56.7	59.1	5.59	2.35	6.37	15.74

D.3.2 Comparaison entre les inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et les inductances $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$



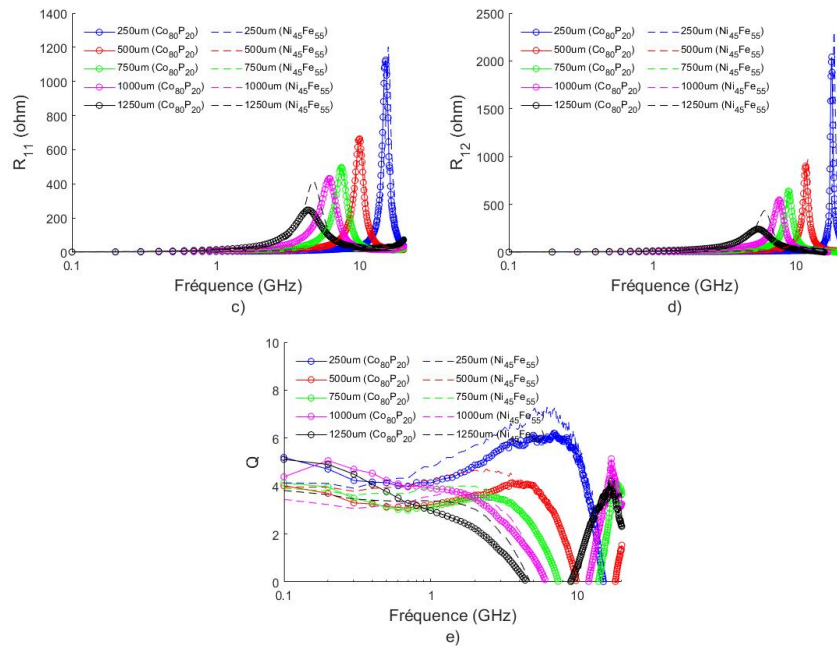


Figure D-25 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-31 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes)

Inductances 2T	f_{11} ($\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$)	f_{11} ($\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$)	f_{12} ($\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$)	f_{12} ($\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$)	Q_{pic} ($\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$)	Q_{pic} ($\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$)
250 μm	15.55	15.65	17.85	18.35	6.33	7.19
500 μm	9.85	10.5	11.65	12.5	4.14	4.72
750 μm	7.45	7.45	8.85	9.15	4.13	4
1000 μm	6.05	5.95	7.65	7.55	5.06	3.75
1250 μm	4.45	4.75	7.75	6.15	5.11	3.82

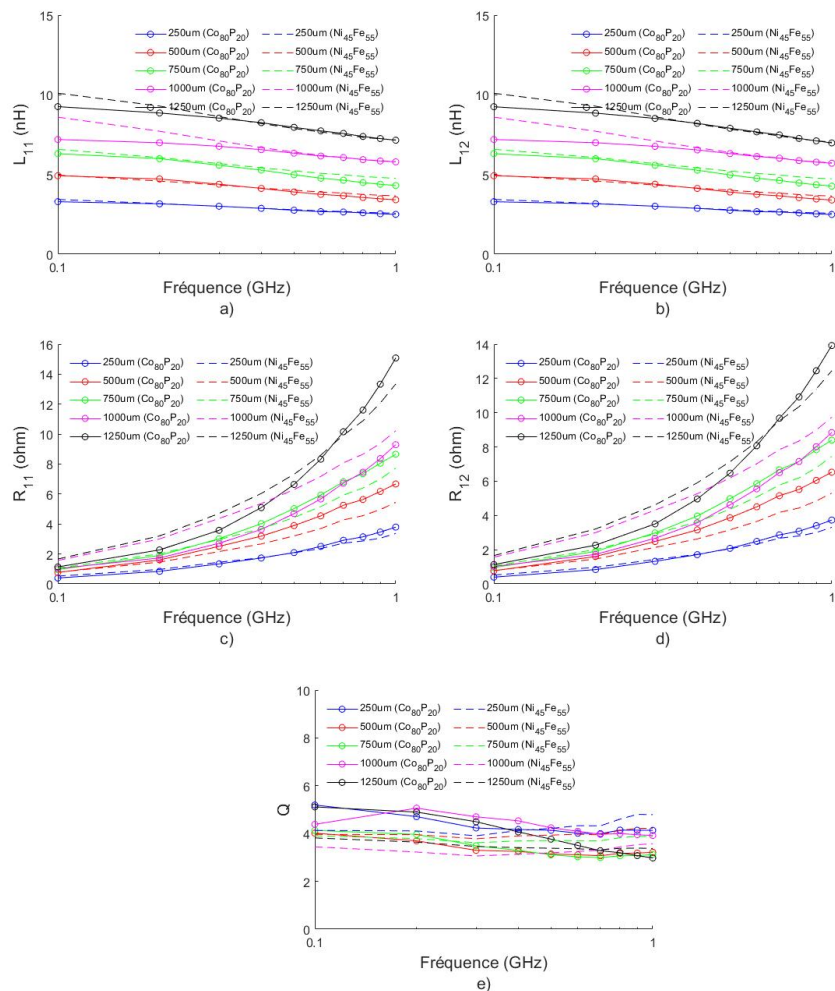


Figure D-26 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-32 Comparaison des caractéristiques électriques à 100 MHz entre des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (2T de longueurs différentes)

Inductances 2T	$L_{100\text{MHz}}$ $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (ohm)	Q $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$	Q $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$
250 μm	3.29	3.43	0.39	0.52	5.19	4.13
500 μm	4.92	4.96	0.76	0.78	4.02	3.96

750 μm	6.3	6.58	0.85	1.05	4.13	3.91
1000 μm	7.2	8.6	1.03	1.56	4.09	3.47
1250 μm	9.26	10.1	1.13	1.66	5.11	3.82

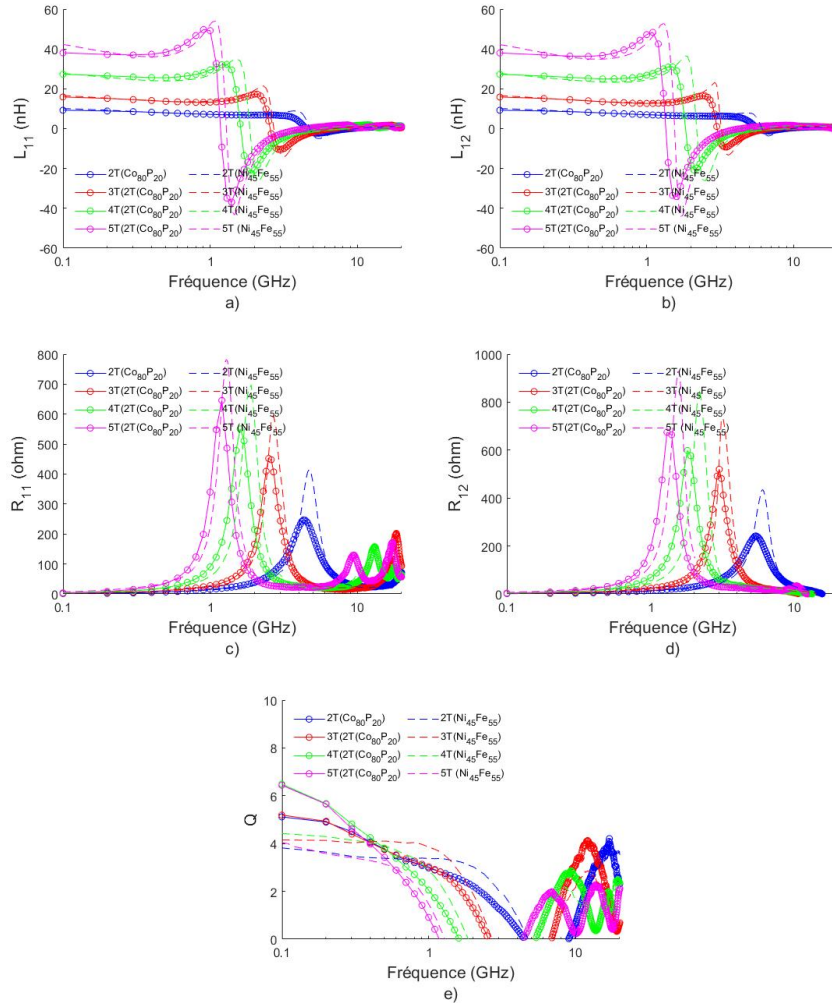


Figure D-27 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ et $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ (nombre de tours différents): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-33 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co₈₀P₂₀ et Ni₄₅Fe₅₅ (nombre de tours différents)

Inductances	f_{11} (Co ₈₀ P ₂₀)	f_{11} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	f_{12} (Co ₈₀ P ₂₀)	f_{12} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)	Q_{pic} (Co ₈₀ P ₂₀)	Q_{pic} (Ni ₄₅ Fe ₅₅)
2T	4.45	4.75	7.75	6.15	5.11	3.82
3T	2.55	2.75	3.05	3.25	5.19	4.15
4T	1.65	1.85	1.85	2.15	6.49	4.42
5T	1.15	1.25	1.35	1.55	6.44	4.25
6T	0.85	-	0.95	-	6.37	-

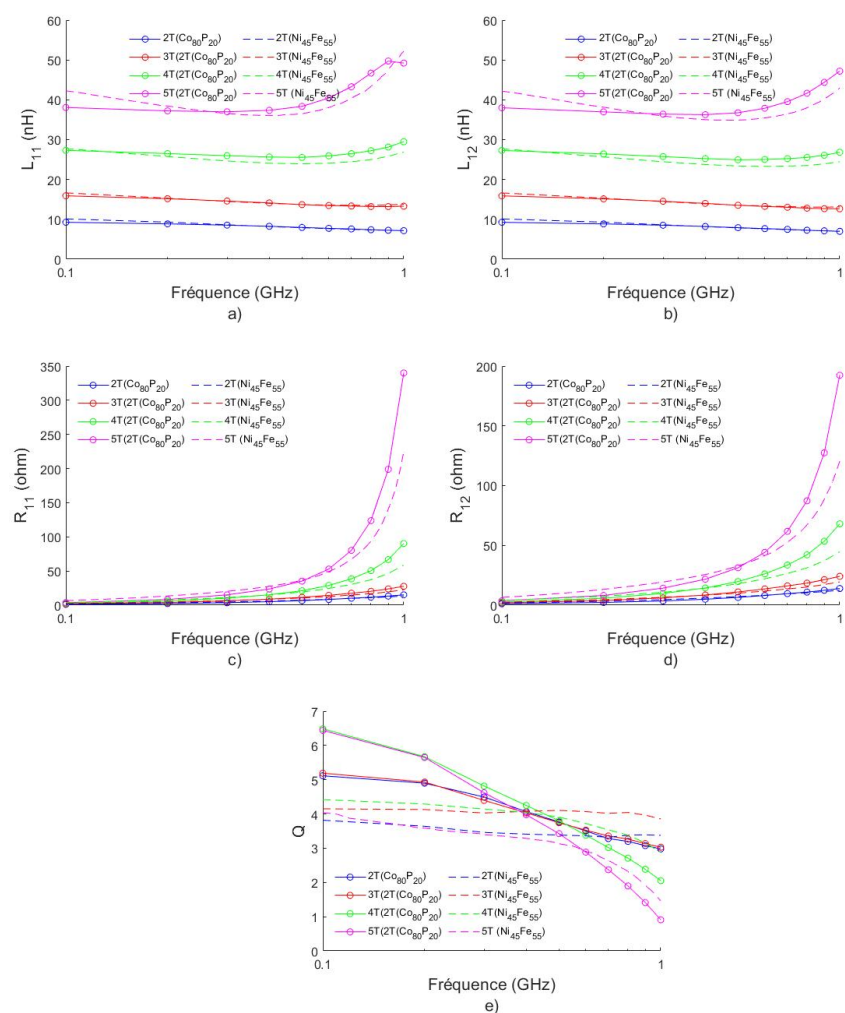
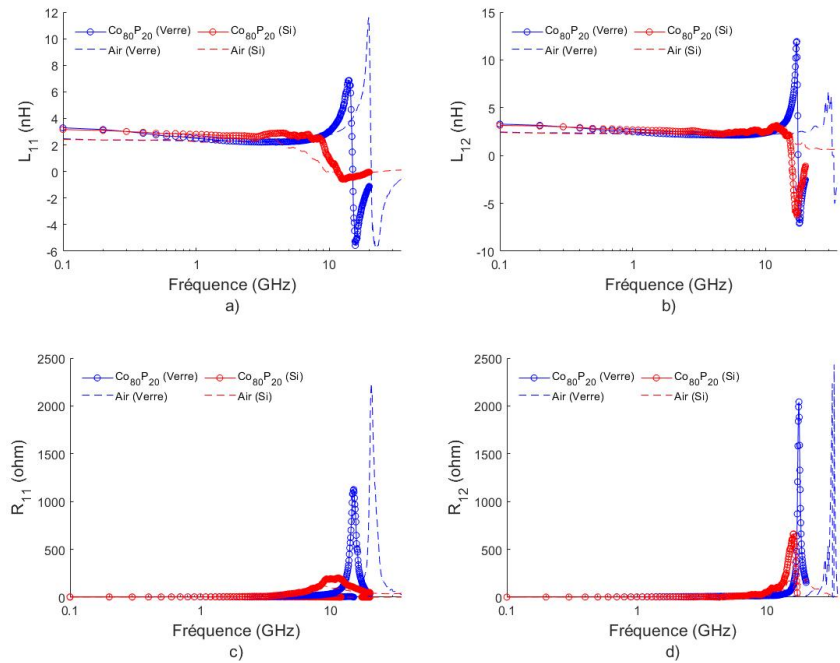


Figure D-28 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz des inductances Co₈₀P₂₀ et Ni₄₅Fe₅₅ (nombre de tours différents): a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-34 Comparaison des caractéristiques électriques entre des inductances Co₈₀P₂₀ et Ni₄₅Fe₅₅ (nombre de tours différents) à 100 MHz

Inductances	L_{100MHz} Co ₈₀ P ₂₀ (nH)	L_{100MHz} Air (nH)	R_{100MHz} Co ₈₀ P ₂₀ (ohm)	R_{100MHz} Air (ohm)	Q Co ₈₀ P ₂₀	Q Air
2T	9.26	10.1	1.13	1.66	5.11	3.82
3T	15.9	16.6	1.92	2.51	5.19	4.15
4T	27.3	27.8	2.64	3.94	6.49	4.42
5T	38.1	46.5	3.74	2.87	6.44	4.06
6T	56.7	-	5.59	-	6.37	-

D.3.3 Impact du substrat sur les inductances Co80P20



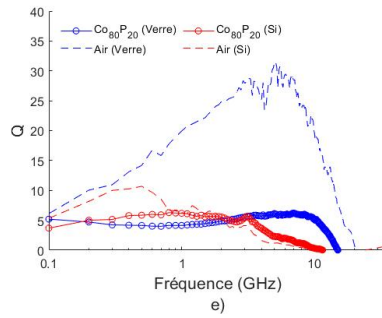
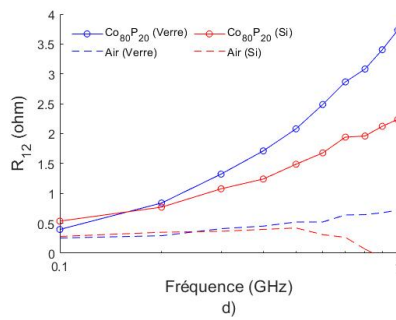
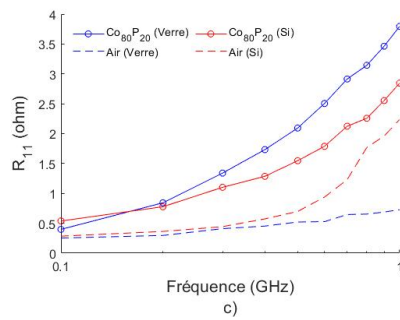
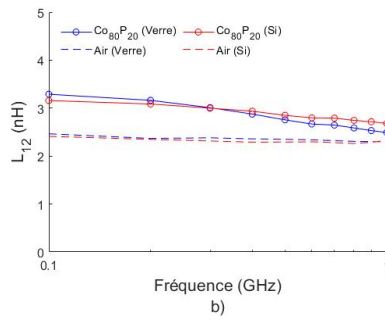
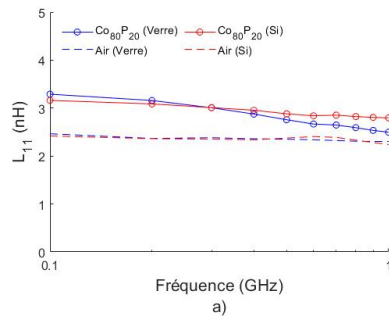


Figure D-29 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q



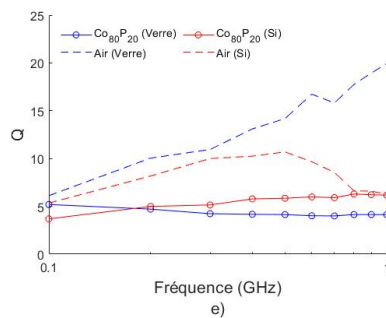


Figure D-30 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d’une inductance 2T 250 μm Co₈₀P₂₀ fabriquée sur verre et sur Si : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-35 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co₈₀P₂₀ fabriquées sur verre et Si

Inductances	f_{11} (Verre)	f_{11} (Si)	f_{12} (Verre)	f_{12} (Si)	Q_{pic} (Verre)	Q_{pic} (Si)
250 μm	15.55	11.55	17.85	15.75	6.33	6.21
500 μm	9.85	8.45	11.65	10.75	4.14	5.08
750 μm	7.45	6.55	8.85	8.05	4.13	4.17
1000 μm	6.05	5.45	7.65	7.15	5.06	3.55
1250 μm	4.45	3.65	7.75	5.15	5.11	4.24
3T	2.55	2.35	3.05	2.55	5.19	5.14
4T	1.65	1.55	1.85	1.45	6.49	5.67
5T	1.15	1.35	1.35	0.95	6.44	4.94
6T	0.85	0.55	0.95	0.85	6.37	5.31

Tableau D-36 Caractéristiques électriques des inductances Co₈₀P₂₀ fabriquées sur verre et Si à 100 MHz

Inductances	$L_{100\text{MHz}}$ Verre (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ Si (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ Verre (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ Si (ohm)	Q Verre	Q Si
250 μm	3.29	3.16	0.39	0.53	5.19	3.69
500 μm	4.92	5.06	0.76	0.62	4.02	5.08
750 μm	6.3	6.42	0.85	0.99	4.13	4.17
1000 μm	7.2	7.92	1.03	1.72	4.09	3.55
1250 μm	9.26	9.22	1.13	1.36	5.11	4.41
3T	15.9	17.2	1.92	2.1	5.19	5.14
4T	27.3	27.1	2.64	3	6.49	5.67
5T	38.1	37.6	3.74	4.81	6.44	4.94
6T	56.7	53.2	5.59	6.81	6.37	5.31

D.3.4 Modélisation COMSOL

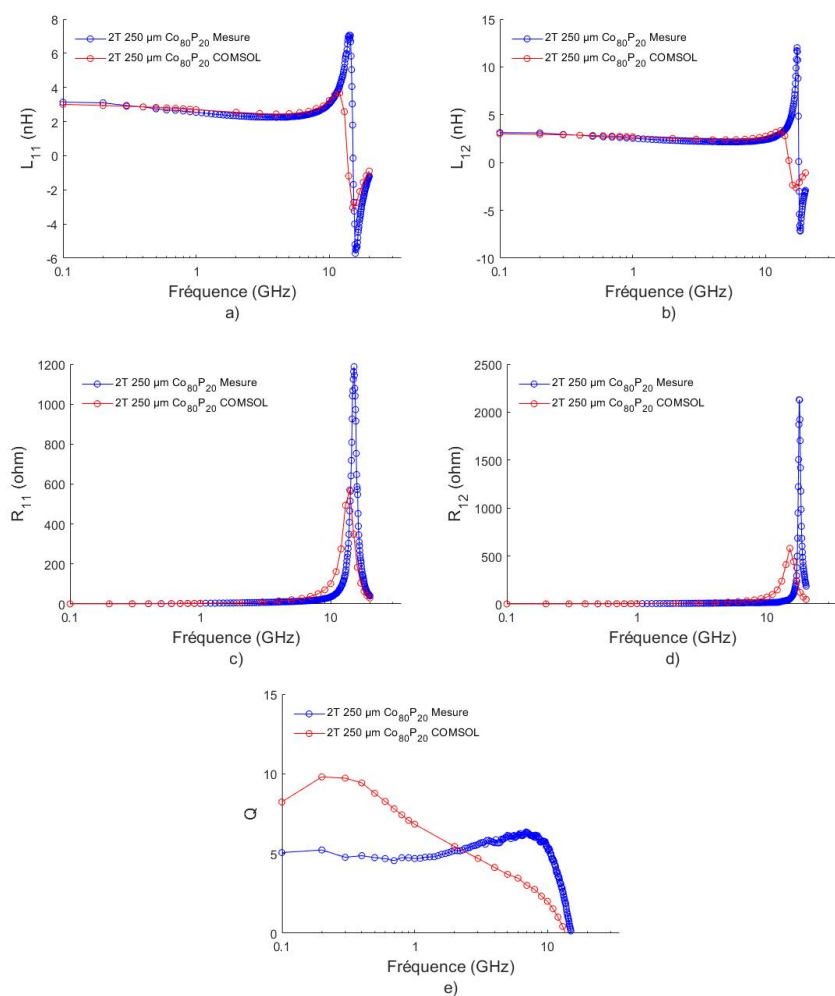


Figure D-31 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ obtenues par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

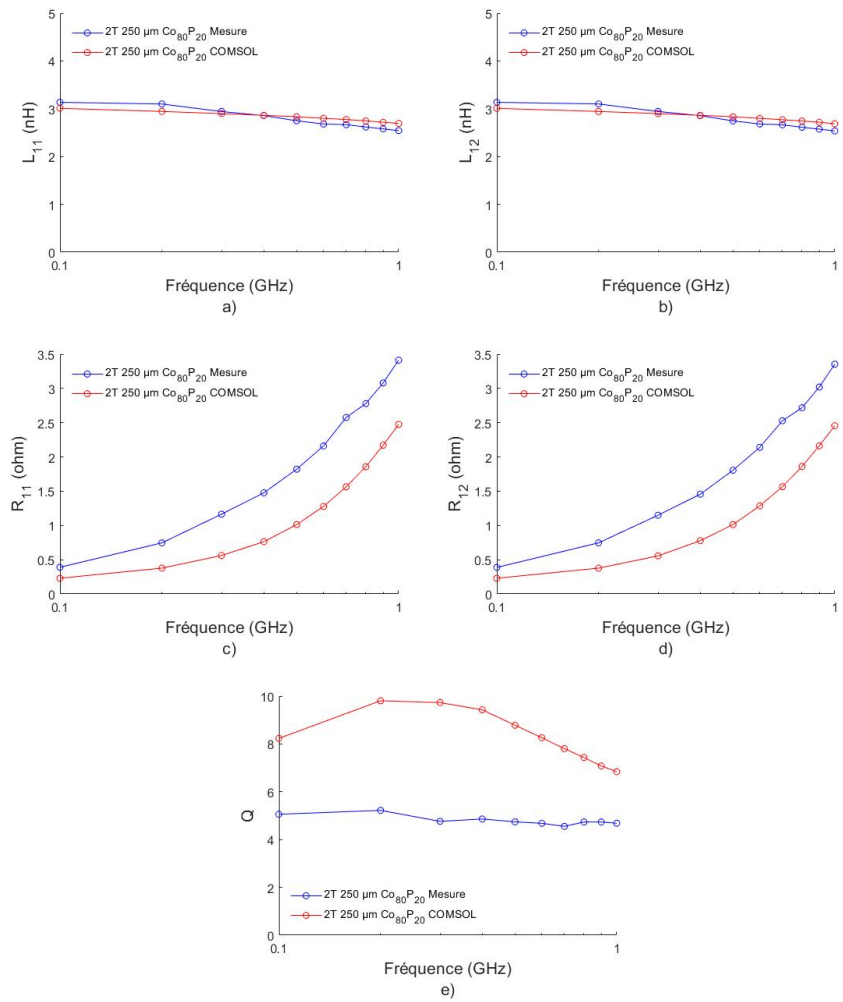


Figure D-32 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d’une inductance 2T 250 μm Co₈₀P₂₀ obtenues par mesure et modélisation COMSOL : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-37 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co₈₀P₂₀ mesurées et modélisées par COMSOL

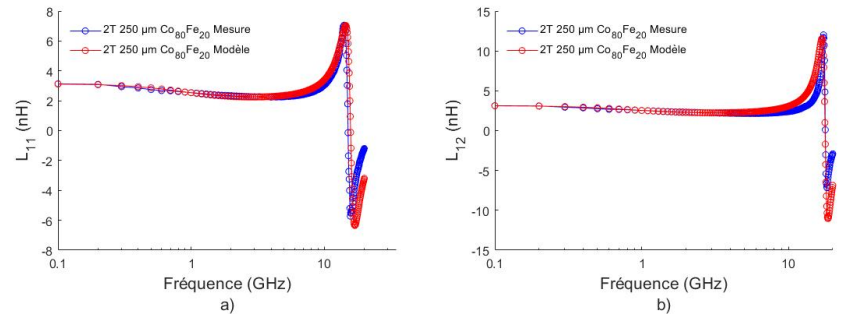
Inductances	f_{i1} (Mesure)	f_{i1} (Modèle)	f_{i2} (Mesure)	f_{i2} (Modèle)	Q_{pic} (Mesure)	Q_{pic} (Modèle)
250 μm	15.55	13.5	17.85	15.5	6.33	8.61

500 μm	9.85	7.5	11.65	9.5	4.14	7.21
750 μm	7.45	5.5	8.85	7.5	4.13	6.35
1000 μm	6.05	3.5	7.65	6.5	5.06	5.25
1250 μm	4.45	2.5	7.75	5.32	5.11	7.3
3T	2.55	1.5	3.05	2.65	5.19	6.6
4T	1.65	1.1	1.85	1.55	6.49	5.6
5T	1.15	0.9	1.35	1.35	6.44	4.8
6T	0.85	0.75	0.95	0.85	6.37	4.3

Tableau D-38 Caractéristiques électriques des inductances $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ mesurées et modélisées par COMSOL à 100 MHz

Inductances	$L_{100\text{MHz}}$ Mesure (nH)	$L_{100\text{MHz}}$ Modèle (nH)	$R_{100\text{MHz}}$ Mesure (ohm)	$R_{100\text{MHz}}$ Modèle (ohm)	Q Mesure	Q Modèle
250 μm	3.29	3.01	0.389	0.258	5.19	823
500 μm	4.92	5.34	0.76	0.35	4.02	7.21
750 μm	6.3	6.97	0.85	0.526	4.13	6.35
1000 μm	7.2	9.12	1.03	0.758	4.09	5.25
1250 μm	9.26	11.1	1.13	0.854	5.11	7.3
3T	15.9	18.21	1.92	1.75	5.19	6.6
4T	27.3	30.12	2.64	3.12	6.49	5.6
5T	38.1	49.25	3.74	3.18	6.44	4.8
6T	56.7	5.34	5.59	0.35	6.37	7.21

D.3.5 Modélisation analytique



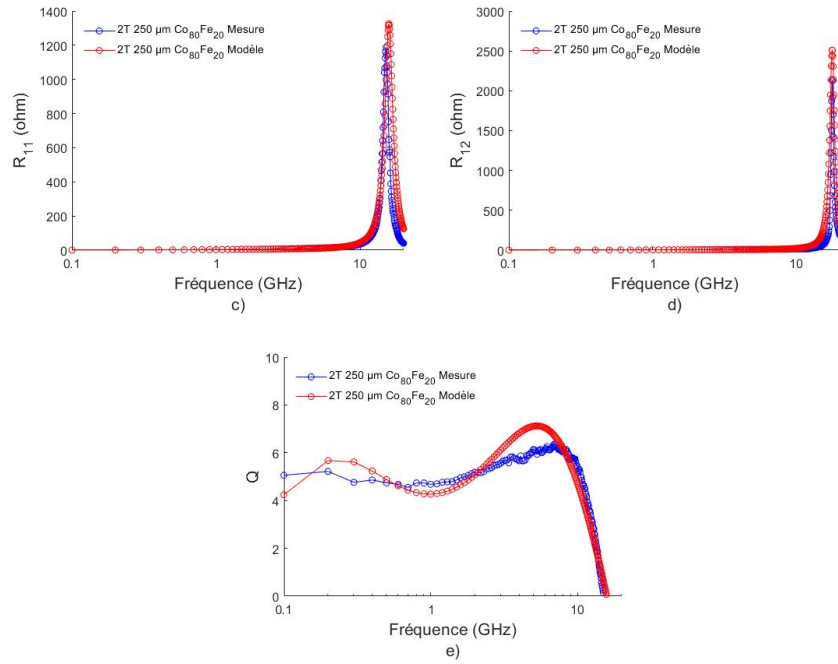
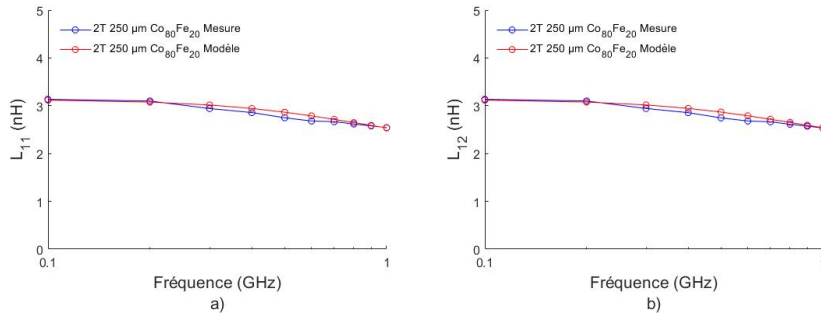


Figure D-33 Comparaison des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence d'une inductance 2T 250 μm $\text{Co}_{80}\text{P}_{20}$ obtenues par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q



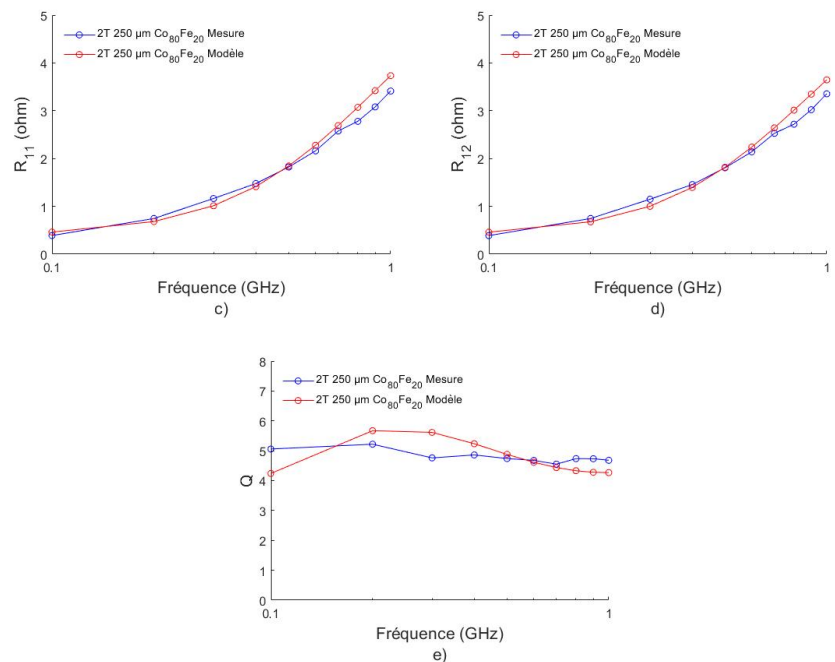


Figure D-34 Comparaison des caractéristiques électriques entre 100 MHz et 1 GHz d'une inductance 2T 250 μm Co₈₀P₂₀ obtenues par mesure et modélisation circuit équivalent : a) L_{11} b) L_{12} c) R_{11} d) R_{12} et e) Q

Tableau D-39 Fréquences de résonance et pic du facteur de qualité des inductances Co₈₀P₂₀ mesurées et modélisées par circuit équivalent

Inductances	f_{11} (Mesure)	f_{11} (Modèle)	f_{12} (Mesure)	f_{12} (Modèle)	Q_{pic} (Mesure)	Q_{pic} (Modèle)
250 μm	15.55	15.65	17.85	17.53	6.33	7.53
500 μm	9.85	10.05	11.65	11.73	4.14	5.87
750 μm	7.45	7.3	8.85	8.65	4.13	3.36
1000 μm	6.05	5.92	7.65	7.45	5.06	4.63
1250 μm	4.45	4.51	7.75	7.62	5.11	4.55
3T	2.55	2.32	3.05	3.17	5.19	5.19
4T	1.65	1.82	1.85	2.11	6.49	4.02
5T	1.15	1.17	1.35	1.33	6.44	4.13
6T	0.85	0.78	0.95	1.02	6.37	4.31

Tableau D-40 Caractéristiques électriques des inductances Co₈₀P₂₀ mesurées et modélisées par circuit équivalent à 100 MHz

Inductances	L_{100MHz} Mesure (nH)	L_{100MHz} Modèle (nH)	R_{100MHz} Mesure (ohm)	R_{100MHz} Modèle (ohm)	Q Mesure	Q Modèle
250 μm	3.29	3.38	0.39	0.65	5.19	3.25
500 μm	4.92	4.88	0.76	1	4.02	3.05
750 μm	6.3	6.21	0.85	1.27	4.13	3.06
1000 μm	7.2	7.15	1.03	1.25	4.09	3.59
1250 μm	9.26	9.19	1.13	1.44	5.11	3.92
3T	15.9	15.84	1.92	2.73	5.19	4.58
4T	27.3	27.23	2.64	3.66	6.49	4.65
5T	38.1	38.47	3.74	5.26	6.44	4.59
6T	56.7	56.63	5.59	8.24	6.37	4.31

Annexe E

Procédé de fabrication du convertisseur DC-DC sur un interposeur en verre

Le tableau ci-dessous détaille les étapes de fabrication du convertisseur DC-DC sur un interposeur en verre.

Tableau E-1 Étapes de fabrication du convertisseur DC-DC sur un interposeur en verre

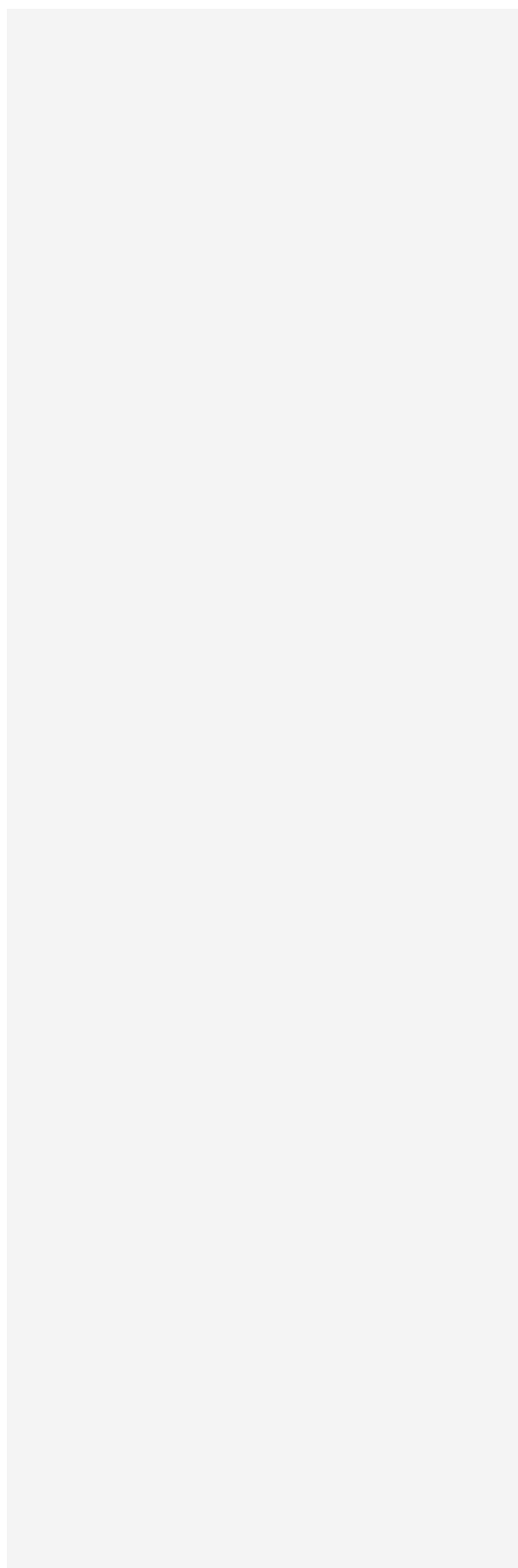
Étape 1	Ouverture sur le plan de masse		
Dépôt pulvérisation cathodique	15 nm Ti / 100 nm Cu	SPT 320	
Dépôt pulvérisation cathodique	500 nm de SiO ₂	Intelvac (physique)	
Étalement	HMDS 4000 rpm 60s	Polos ou Brewer	
Étalement	AZP4903 4000 rpm 60s, recuit 110°C 3 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60s	Aligneuse OAI 806	Mask Ground Opening
Développement	Immersion AZ400K 1:4, 3 min 30 s, rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	Prolongement de 1 min si nécessaire
Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min 30s	Plasmaline	Nécessaire pour assurer une bonne gravure
Gravure humide	BOE 6:1 30s	Banc humide	
Décapage Résine	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Étape 2	1 ^{ère} couche magnétique		
Dépôt pulvérisation cathodique	15 nm Ti / 100 nm Cu	SPT 320	
Étalement	HMDS 4000 rpm 60s	Polos ou Brewer	
Étalement	AZP4903 4000 rpm 60s, recuit 110°C 3 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE 1 st Magnetic Layer

Développement	Immersion AZ400K 1:4, 3 min 30 s, rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	Prolongement de 1 min si nécessaire
Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min 30s	Plasmaline	Nécessaire pour assurer un bon électrodéposition
Électrodéposition :	1 min, 175 mA/cm ² , 60°C, avec agitation	Banc de placage 1	
Décapage Résine	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Gravure humide	Al etch 15 s, NH ₄ OH:H ₂ O ₂ :H ₂ O (1:1:1)	Banc humide	Gravure des couches d'accroches Ti/Cu
Étape 3 Fabrication de la 1 ^{ère} couche isolante			
Déshydratation	5 min 125°C	Plaque chauffante	
Étalement	Omnicoat, 4000 rpm 30s, recuit 200°C 1 min	Polos ou Brewer	
Étalement	SU8-2005, 4000 rpm 30s, recuit 65°C+75°C 2 min + 4 min	Polos ou Brewer	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 8 s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE 1st Isolation Layer
Recuit	65°C+75°C 2 min + 4 min	Plaque chauffante	Recuit après exposition
Développement	Immersion SU8 Dév. 2 min 30s, rinçage IPA 15 s	Banc de développement	Si présence d'une couche blanche, prolonger développement de 30 s
Recuit	200°C 5 min	Plaque chauffante	
Nettoyage	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min	Plasmaline	Enlever Omnicoat
Étape 4 Fabrication de la bobine + lignes pour horloges			
Dépôt pulvérisation cathodique	15 nm Ti / 100 nm Cu	SPT 320	
Étalement	HMDS 4000 rpm 60s	Polos ou Brewer	
Étalement	AZP4903 4000 rpm 60s, recuit 110°C 3 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE 1 st Cu Layer

Développement	Immersion AZ400K 1:4, 3 min 30 s, rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	Prolongement de 1 min si nécessaire
Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min 30s	Plasmaline	Nécessaire pour assurer un bon électrodéposition
Électrodéposition Cu	30 min, température ambiante, sans agitation	Banc de placage 2	
Décapage Résine	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Gravure	Al etch 15 s, NH ₄ OH:H ₂ O ₂ :H ₂ O (1:1:1)	Banc humide	Gravure des couches d'accroches Ti/Cu
Étape 5	Fabrication de la 2 ^{ème} couche isolante		
Déshydratation	5 min 125°C	Plaque chauffante	
Étalement	Omnicoat, 4000 rpm 30s, recuit 200°C 1 min	Polos ou Brewer	
Étalement	SU8-2015, 4000 rpm 30s, recuit 65°C+75°C 2 min + 6 min	Polos ou Brewer	
Enlèvement <i>Edge Bead</i>	Immersion SU8 Dév. 3 min 30s, rinçage IPA 15 s	Banc de développement	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60 s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE 2 nd Isolation Layer Avec filtre i-line
Recuit	65°C+75°C 2 min + 6 min	Plaque chauffante	Recuit après exposition
Développement	Immersion SU8 Dév. 3 min 30s, rinçage IPA 15 s	Banc de développement	Si présence d'une couche blanche, prolonger développement de 30 s
Recuit	200°C 15 min	Plaque chauffante	Hard bake
Nettoyage	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min	Plasmaline	Enlever Omnicoat
Étape 6	Fabrication de la 2 ^{ème} couche magnétique		
Dépôt pulvérisation cathodique	15 nm Ti / 100 nm Cu	SPT 320	
Étalement	HMDS 4000 rpm 60s	Polos ou Brewer	
Étalement	AZP4903 4000 rpm 60s, recuit 110°C 3 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	

Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE 2 nd Magnetic Layer
Développement	Immersion AZ400K 1:4, 3 min 30 s, rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	Prolongement de 1 min si nécessaire
Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min 30s	Plasmaline	Nécessaire pour assure un bon électrodéposition
Électrodéposition	1 min, 175 mA/cm ² (), 60°C, avec agitation	Banc de placage 1	
Décapage Résine	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Étape 7	Interconnexions en Cu		
Étalement	HMDS 4000 rpm 60s	Polos ou Brewer	
Étalement	AZP4903 4000 rpm 60s, recuit 110°C 3 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 60s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE 2 nd Cu Layer
Développement	Immersion AZ400K 1:4, 3 min 30 s, rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	Prolongement de 1 min si nécessaire
Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 1 min 30s	Plasmaline	Nécessaire pour assure un bon électrodéposition
Électrodéposition Cu	40 min, température ambiante, sans agitation	Banc de placage 2	
Décapage Résine	5 min acétone, 5 min IPA, rinçage eau DI	Banc humide	
Étape 8	Fabrication des pads en or		
Étalement	AZ125nxt 2000 rpm 18s, recuit 130°C 10 min	Polos ou Brewer, plaque chauffante	
Enlèvement <i>Edge Bead</i>	Immersion AZ300MIF 3 min rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	
Exposition	Puissance 10 mW/cm ² , 80s	Aligneuse OAI 806	Mask SSE Gold Pads
Développement	Immersion AZ300MIF 3 min rinçage eau DI 15 s	Banc de développement	

Descum	Plasma O ₂ , 150 W, 3 min	Plasmaline	Nécessaire pour assurer un bon électrodéposition
Électrodéposition Ni	5 min, 20 mA/cm ² , température ambiante, avec agitation	Banc de placage 2	
Électrodéposition Au	5 min, 4 mA/cm ² , 60°C, avec agitation	Banc de placage 1	
Décapage Résine	Technistrip Ni 555, 60°C, une journée	Banc humide	
Gravure	Al etch 15 s, NH ₄ OH:H ₂ O ₂ :H ₂ O (1:1:1) 30 s	Banc humide	Gravure des couches d'accroches Ti/Cu



LISTE DES RÉFÉRENCES

- [1] N. Wang *et al.*, “Integrated on-chip inductors with electroplated magnetic yokes (invited),” *J. Appl. Phys.*, vol. 111, no. 7, p. 07E732, 2012.
- [2] “File:Buck chronogram.png - Wikimedia Commons.” [Online]. Available: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Buck_chronogram.png. [Accessed: 14-Nov-2019].
- [3] Y. Han, G. Cheung, A. Li, C. R. Sullivan, D. J. Perreault, and S. Member, “Evaluation of Magnetic Materials for Very High Frequency Power Applications,” vol. 27, no. 1, pp. 425–435, 2012.
- [4] J. Lee *et al.*, “Integrated ferrite film inductor for power system-on-chip (PowerSoC) smart phone applications,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 2 PART 1, pp. 304–307, 2011.
- [5] D. V. Harburg *et al.*, “Measured performance and micro-fabrication of racetrack power inductors,” *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2013*, pp. 614–620, 2013.
- [6] C. Ó. Mathúna, N. Wang, S. Kulkarni, and S. Roy, “Review of integrated magnetics for Power Supply on Chip (PwrSoC),” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4799–4816, 2012.
- [7] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, “A Fully Integrated CMOS 800-mW Four-Phase,” *Proc. 2003 Int. Symp. Circuits Syst. 2003. ISCAS '03.*, vol. 3, no. 2, pp. 326–333, 2003.
- [8] R. Meere, N. Wang, T. O'Donnell, S. Kulkarni, S. Roy, and S. C. O'Mathuna, “Magnetic-core and air-core inductors on silicon: A performance comparison up to 100 MHz,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 4429–4432, 2011.
- [9] C. R. Sullivan, “Integrating magnetics for on-chip power: Challenges and opportunities,” *Proc. Cust. Integr. Circuits Conf.*, no. Cicc, pp. 291–298, 2009.
- [10] N. Sturcken *et al.*, “A 2 . 5D Integrated Voltage Regulator Using Coupled-Magnetic-Core Inductors on Silicon Interposer,” vol. 48, no. 1, pp. 244–254, 2013.
- [11] J. X. Zheng *et al.*, “The coupling effect of air-bridges on broadband spiral inductors in SiC-based MMIC technology,” *Chinese Phys. B*, vol. 26, no. 8, 2017.
- [12] S. S. Mohan, M. D. M. Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, “Simple accurate expressions for planar spiral inductances,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1420, 1999.
- [13] C. D. Meyer, S. S. Bedair, B. C. Morgan, and D. P. Arnold, “Influence of layer thickness on the performance of stacked thick-film copper air-core power inductors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 4436–4439, 2012.
- [14] X. Xu, P. Li, M. Cai, and B. Han, “Design of novel high-Q-factor multipath stacked on-chip spiral inductors,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 59, no. 8, pp. 2011–2018, 2012.
- [15] E. Haddad *et al.*, “Planar , double-layer magnetic inductors for low power , high frequency DC-DC converters Inductor design,” no. July 2015, pp. 25–27, 2014.
- [16] D. Flynn and M. P. Y. Desmulliez, “Design, fabrication, and characterization of flip-chip bonded microinductors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 8, pp. 3055–3063, 2009.
- [17] Y. Gao *et al.*, “Significantly enhanced inductance and quality factor of GHz integrated magnetic solenoid inductors with FeGaB/Al₂O₃ Multilayer Films,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 61, no. 5, pp. 1470–1476, 2014.

- [18] H. Fuketa *et al.*, "Efficiency Increase in On-Chip Buck Converter by Introduction of High Permeability Material to Inductor on Interposer," vol. 61, pp. 340–342.
- [19] W. Xu *et al.*, "Sub-100 μm scale on-chip inductors with CoZrTa for GHz applications," *J. Appl. Phys.*, vol. 109, no. 7, p. 07A316, 2011.
- [20] D. W. Lee, K. P. Hwang, and S. X. Wang, "Fabrication and analysis of high-performance integrated solenoid inductor with magnetic core," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 11 PART 2, pp. 4089–4095, 2008.
- [21] R. Hahn, S. Krumbholz, and H. Reichl, "Low profile power inductors based on ferromagnetic LTCC technology," *Proc. - Electron. Components Technol. Conf.*, vol. 2006, pp. 528–533, 2006.
- [22] C. R. Sullivan, S. Member, and S. R. Sanders, "Microfabricated Transformer Power," *Design*, vol. 11, no. 2, pp. 228–238, 1996.
- [23] P. R. Morrow, C. M. Park, H. W. Koertzen, and J. T. DiBene, "Design and fabrication of on-chip coupled inductors integrated with magnetic material for voltage regulators," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 6 PART 2, pp. 1678–1686, 2011.
- [24] S. Bae *et al.*, "High Q Ni-Zn-Cu Ferrite inductor for on-chip power module," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4773–4776, 2009.
- [25] D. W. Lee, K. P. Hwang, and S. X. Wang, "Fabrication and analysis of high-performance integrated solenoid inductor with magnetic core," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 11 PART 2, pp. 4089–4095, 2008.
- [26] K. H. Kim, J. Kim, H. J. Kim, S. H. Han, and H. J. Kim, "A megahertz switching DC/DC converter using FeBN thin film inductor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5 I, pp. 3162–3164, 2002.
- [27] T. Sato, K. Yamasawa, H. Tomita, T. Inoue, and T. Mizoguchi, "FeCoBN Magnetic Thin Film Inductor for MHz Switching Micro DC-DC Converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 121, no. 1, pp. 84–89, 2001.
- [28] S. Lu, Y. Sun, M. Goldbeck, D. R. Zimmanck, and C. R. Sullivan, "30-MHz power inductor using nano-granular magnetic material," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 46, no. 2, pp. 1773–1776, 2007.
- [29] D. Yao, C. G. Levey, R. Tian, and C. R. Sullivan, "Microfabricated V-groove power inductors using multilayer Co-Zr-O thin films for very-high-frequency DC-DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 9, pp. 4384–4394, 2013.
- [30] T. Sato, E. Komai, K. Yamasawa, T. Hatanai, and A. Makino, "Application of nanocrystalline Fe(or Co-Fe)-Hf-O magnetic films with high electrical resistivity to micro dc-dc converters," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 5 PART 1, pp. 3310–3312, 1997.
- [31] H. Tomita, T. Inoue, and T. Mizoguchi, "Hetero-amorphous Fe-Co-B-C soft magnetic thin films with uniaxial magnetic anisotropy and large magnetostriction," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, no. 5 PART 2, pp. 4529–4531, 1996.
- [32] I. T. On, "Magnetic structure on the Inductance of a Planar Inductor," vol. 34, no. 4, pp. 1372–1374, 1998.
- [33] T. Sato, H. Tomita, A. Sawabe, T. Inoue, T. Mizoguchi, and M. Sahashi, "A Magnetic Thin Film Inductor and its Application," vol. 30, no. 2, 1994.
- [34] J. Y. Park, S. H. Han, and M. G. Allen, "Batch-fabricated microinductors with electroplated magnetically anisotropic and laminated alloy cores," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 5 PART 3, pp. 4291–4300, 1999.
- [35] K. Jooncheol, K. Minsoo, F. Herrault, P. Jae, and M. G. Allen, "Highly Laminated Soft Magnetic Electroplated CoNiFe Thick Films," *Magn. Lett. IEEE*, vol. 4, p. 5000204, 2013.

- [36] J. Y. Park and M. G. Allen, "Development of magnetic materials and processing techniques applicable to integrated micromagnetic devices," *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 8, no. 4, pp. 307–316, 1998.
- [37] B. Jamieson, T. O'Donnell, P. McCloskey, D. S. Gardner, and S. Roy, "Optimization of magnetic enhancement layers for high-frequency stripline micro-inductors," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 322, no. 9–12, pp. 1527–1531, 2010.
- [38] W. Ruythooren, E. Beyne, J. P. Celis, and J. De Boeck, "Integrated high-frequency inductors using amorphous electrodeposited Co-P core," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5 II, pp. 3498–3500, 2002.
- [39] L. D. C. D. C. Converter and A. F. Method, "A Planar Inductor Using Mn – Zn Ferrite / Polyimide Composite Thick Film for Low-Voltage and," vol. 41, no. 10, pp. 3991–3993, 2005.
- [40] Y. Fukuda, T. Inoue, T. Mizoguchi, S. Yatabe, Y. Tachi, and D. C. D. C. Converter, "Planar inductor with ferrite layers for DC-DC converter," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 4, pp. 2057–2061, 2003.
- [41] M. Brunet *et al.*, "Electrical performance of microtransformers for DC-DC converter applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5 I, pp. 3174–3176, 2002.
- [42] J. Y. Park and M. G. Allen, "Integrated electroplated micromachined magnetic devices using low temperature fabrication processes," *IEEE Trans. Electron. Packag. Manuf.*, vol. 23, no. 1, pp. 48–55, 2000.
- [43] N. Wang, T. O'Donnell, S. Roy, P. McCloskey, and C. O'Mathuna, "Micro-inductors integrated on silicon for power supply on chip," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 316, no. 2 SPEC. ISS., 2007.
- [44] P. Dempsey, "TSMC hints at glass interposer for mobile SoCs," 2013. [Online]. Available: <http://www.techdesignforums.com/blog/2013/12/16/tsmc-glass-interposer-mobile-socs/>.
- [45] B. Moyer, "Glass Interposers Is Thin In?," *eejournal*, 2014. [Online]. Available: <http://www.eejournal.com/archives/articles/20140106-interposers/>.
- [46] A. (Corning) Shorey, "Glass Interposer Substrates: Fabrication, Characterization and Modeling," 2013. [Online]. Available: http://www.semi.org/en/sites/semi.org/files/docs/5_SiP_Global_Summit_3DIC_Technology_Forum_Aric_B_Shorey.pdf.
- [47] Y. Kim, K. Kim, and J. Cho, "Analysis of Power Distribution Network in Glass , Silicon Interposer and PCB," pp. 470–474, 2014.
- [48] T. M. Andersen, C. M. Zingerli, F. Krismer, J. W. Kolar, N. Wang, and C. Mathuna, "Modeling and pareto optimization of microfabricated inductors for power supply on chip," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 9, pp. 4422–4430, 2013.
- [49] G. Grandi, M. K. Kazimierczuk, A. Massarini, U. Reggiani, and G. Sancineto, "Model of laminated iron-core inductors for high frequencies," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 4 I, pp. 1839–1845, 2004.
- [50] R. L. Bunch, D. I. Sanderson, and S. Raman, "Quality factor and inductance in differential IC implementations," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, no. 2, pp. 2–7, 2002.
- [51] W. P. Taylor, M. Schneider, H. Baltes, and M. G. Allen, "Electroplated soft magnetic materials for microsensors and microactuators," *Proceedings of International Solid State Sensors and Actuators Conference (Transducers '97)*, vol. 2, 1997.
- [52] Y. hua Zhang, G. fu Ding, Y. li Cai, H. Wang, and B. Cai, "Electroplating of low stress permalloy for MEMS," *Mater. Charact.*, vol. 57, no. 2, pp. 121–126, 2006.
- [53] J. M. Quemper *et al.*, "Permalloy electroplating through photoresist molds," *Sensors*

- Actuators, A Phys.*, vol. 74, no. 1, pp. 1–4, 1999.
- [54] H. W. F. Sung and C. Rudowicz, “A closer look at the hysteresis loop for ferromagnets,” *Dep. Phys. Mater. Sci.*, no. 1985, pp. 1–24, 2008.
 - [55] H. W. F. Sung and C. Rudowicz, “Physics behind the magnetic hysteresis loop - A survey of misconceptions in magnetism literature,” *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 260, no. 1–2, pp. 250–260, 2003.
 - [56] C. R. Sullivan, D. V. Harburg, J. Qiu, C. G. Levey, and D. Yao, “Integrating magnetics for on-chip power: A perspective,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 9, pp. 4342–4353, 2013.
 - [57] A. You, M. A. Y. Be, and I. In, “Shape-induced ultrahigh magnetic anisotropy and ferromagnetic resonance frequency of micropatterned thin Permalloy films,” vol. 705, no. 2006, pp. 1–4, 2008.
 - [58] T. O’Donnell *et al.*, “Electrodeposited anisotropic NiFe 45/55 thin films for high-frequency micro-inductor applications,” *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 322, no. 9–12, pp. 1690–1693, May 2010.
 - [59] M. Kang, J. Gil, and H. Shin, “A simple parameter extraction method of spiral on-chip inductors,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 52, no. 9, pp. 1976–1981, 2005.
 - [60] F. Y. Huang, N. Jiang, and E. L. Bian, “Modeling of single- π equivalent circuit for on-chip spiral inductors,” *Solid. State. Electron.*, vol. 49, no. 3, pp. 473–478, 2005.
 - [61] E. L. Tan and W. J. Koh, “Simplified parameter extraction method for modeling on-chip spiral inductors,” *2010 IEEE Int. Conf. Integr. Circuit Des. Technol. ICICDT 2010*, pp. 252–255, 2010.
 - [62] H. H. Chen, H. W. Zhang, S. J. Chung, J. T. Kuo, and T. C. Wu, “Accurate systematic model-parameter extraction for on-chip spiral inductors,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 55, no. 11, pp. 3267–3273, 2008.
 - [63] P. Pereira, H. Fino, F. Coito, and M. Ventim-Neves, “ADISI- An efficient tool for the automatic design of integrated spiral inductors,” *2009 16th IEEE Int. Conf. Electron. Circuits Syst. ICECS 2009*, pp. 799–802, 2009.
 - [64] C. P. Yue, C. Ryu, J. Lau, T. H. Lee, and S. S. Wong, “A physical model,” pp. 155–158, 1996.
 - [65] Y. Cao *et al.*, “Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 419–426, 2003.
 - [66] Y. Li, L. Li, and J. Cai, “Multi-pulse electrodeposition of soft magnetic thin film Co-P for embedded inductor application,” *Proc. - 2010 11th Int. Conf. Electron. Packag. Technol. High Density Packag. ICEPT-HDP 2010*, pp. 220–224, 2010.
 - [67] I. Lucas, L. Perez, C. Aroca, P. Sánchez, E. López, and M. C. Sánchez, “Magnetic properties of CoP alloys electrodeposited at room temperature,” *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 290–291 PA, pp. 1513–1516, 2005.